

## PCT COOPERATION TREATY

PCT

NOTIFICATION OF THE RECORDING  
OF A CHANGE(PCT Rule 92bis.1 and  
Administrative Instructions, Section 422)

From the INTERNATIONAL BUREAU

To:

ROSHARDT, Werner, A.  
Keller & Partner Patentanwälte AG  
Zeughausgasse 5  
Postfach  
CH-3000 Bern 7  
SUISSE

Date of mailing (day/month/year)  
05 October 2000 (05.10.00)

Applicant's or agent's file reference  
nr-13842

International application No.  
PCT/CH99/00509

## IMPORTANT NOTIFICATION

International filing date (day/month/year)  
29 October 1999 (29.10.99)

## 1. The following indications appeared on record concerning:

☒ the applicant ☐ the inventor ☐ the agent ☐ the common representative

## Name and Address

ASCOM SYSTEC AG  
Gewerbepark  
CH-5506 Mägenwil  
Switzerland

State of Nationality  
CH

State of Residence  
CH

Telephone No.

Facsimile No.

Teleprinter No.

## 2. The International Bureau hereby notifies the applicant that the following change has been recorded concerning:

☐ the person ☒ the name ☒ the address ☐ the nationality ☐ the residence

## Name and Address

ASCOM POWERLINE COMMUNICATIONS AG  
Belpstrasse 37  
CH-3000 Bern 14  
Switzerland

State of Nationality  
CH

State of Residence  
CH

Telephone No.

Facsimile No.

Teleprinter No.

## 3. Further observations, if necessary:

## 4. A copy of this notification has been sent to:

☒ the receiving Office ☐ the designated Offices concerned  
☐ the International Searching Authority ☒ the elected Offices concerned  
☒ the International Preliminary Examining Authority ☐ other:

The International Bureau of WIPO  
34, chemin des Colombettes  
1211 Geneva 20, Switzerland

Facsimile No.: (41-22) 740.14.35

Authorized officer

Ingrid Aulich

Telephone No.: (41-22) 338.83.38

# VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AM DEM GEBIET DES PATENTWESENS

## PCT

### INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

(Artikel 18 sowie Regeln 43 und 44 PCT)

Aktenzeichen des Anmelders oder Anwalts <b>nr - 13842</b>	<b>WEITERES VORGEHEN</b> siehe Mitteilung über die Übermittlung des internationalen Recherchenberichts (Formblatt PCT/ISA/220) sowie, soweit zutreffend, nachstehender Punkt 5	
Internationales Aktenzeichen <b>PCT/CH 99/00509</b>	Internationales Anmeldedatum (Tag/Monat/Jahr) <b>29/10/1999</b>	(Frühestes) Prioritätsdatum (Tag/Monat/Jahr) <b>30/10/1998</b>
Anmelder <b>ASCOM SYSTEC AG et al.</b>		

Dieser internationale Recherchenbericht wurde von der Internationalen Recherchenbehörde erstellt und wird dem Anmelder gemäß Artikel 18 übermittelt. Eine Kopie wird dem Internationalen Büro übermittelt.

Dieser internationale Recherchenbericht umfaßt insgesamt 2 Blätter.

☒ Darüber hinaus liegt ihm jeweils eine Kopie der in diesem Bericht genannten Unterlagen zum Stand der Technik bei.

#### 1. Grundlage des Berichts

a. Hinsichtlich der **Sprache** ist die internationale Recherche auf der Grundlage der internationalen Anmeldung in der Sprache durchgeführt worden, in der sie eingereicht wurde, sofern unter diesem Punkt nichts anderes angegeben ist.

☐ Die internationale Recherche ist auf der Grundlage einer bei der Behörde eingereichten Übersetzung der internationalen Anmeldung (Regel 23.1 b)) durchgeführt worden.

b. Hinsichtlich der in der internationalen Anmeldung offenbarten **Nucleotid- und/oder Aminosäuresequenz** ist die internationale Recherche auf der Grundlage des Sequenzprotokolls durchgeführt worden, das

☐ in der internationalen Anmeldung in schriftlicher Form enthalten ist.

☐ zusammen mit der internationalen Anmeldung in computerlesbarer Form eingereicht worden ist.

☐ bei der Behörde nachträglich in schriftlicher Form eingereicht worden ist.

☐ bei der Behörde nachträglich in computerlesbarer Form eingereicht worden ist.

☐ Die Erklärung, daß das nachträglich eingereichte schriftliche Sequenzprotokoll nicht über den Offenbarungsgehalt der internationalen Anmeldung im Anmeldezeitpunkt hinausgeht, wurde vorgelegt.

☐ Die Erklärung, daß die in computerlesbarer Form erfaßten Informationen dem schriftlichen Sequenzprotokoll entsprechen, wurde vorgelegt.

2. ☐ Bestimmte Ansprüche haben sich als nicht recherchierbar erwiesen (siehe Feld I).

3. ☐ Mangelnde Einheitlichkeit der Erfindung (siehe Feld II).

#### 4. Hinsichtlich der Bezeichnung der Erfindung

☐ wird der vom Anmelder eingereichte Wortlaut genehmigt.

☒ wurde der Wortlaut von der Behörde wie folgt festgesetzt:

**VERFAHREN ZUM ENTZERREN, INSBESONERE FÜR OFFSET-MODULATIONSARTEN**

#### 5. Hinsichtlich der Zusammenfassung

☒ wird der vom Anmelder eingereichte Wortlaut genehmigt.

☐ wurde der Wortlaut nach Regel 38.2b) in der in Feld III angegebenen Fassung von der Behörde festgesetzt. Der Anmelder kann der Behörde innerhalb eines Monats nach dem Datum der Absendung dieses internationalen Recherchenberichts eine Stellungnahme vorlegen.

6. Folgende Abbildung der **Zeichnungen** ist mit der Zusammenfassung zu veröffentlichen: Abb. Nr. 4C

☒ wie vom Anmelder vorgeschlagen

☐ keine der Abb.

☐ weil der Anmelder selbst keine Abbildung vorgeschlagen hat.

☐ weil diese Abbildung die Erfindung besser kennzeichnet.

**A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES**  
IPK 7 H04L25/03

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

**B. RECHERCHIERTE GEBIETE**Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)  
IPK 7 H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

**C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN**

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	TU: "Optimum MMSE equalization for staggered modulations" ASILOMAR CONFERENCE, 1. - 3. November 1993, Seiten 1401-1406, XP000438537 New York, US Seite 1401, rechte Spalte, Absatz 2 Seite 1403, linke Spalte, Absatz 2 Seite 1404, linke Spalte, Absatz 4 ----	1-4
A	WO 98 16021 A (STATISTICAL SIGNAL PROCESSING) 16. April 1998 (1998-04-16) Seite 21, Zeile 7 - Zeile 17 ----	1-4
A	EP 0 204 308 A (FUJITSU) 10. Dezember 1986 (1986-12-10) Spalte 25, Zeile 27 - Spalte 26, Zeile 17 -----	1-4



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&amp;" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

11. Februar 2000

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

21/02/2000

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde  
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Scriven, P

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/CH 99/00509

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9816021 A	16-04-1998	AU 7439596 A EP 0956650 A	05-05-1998 17-11-1999
EP 0204308 A	10-12-1986	JP 1893309 C JP 6014627 B JP 61278219 A AU 567637 B AU 5824886 A CA 1246260 A DE 3689292 D DE 3689292 T US 4868850 A	26-12-1994 23-02-1994 09-12-1986 26-11-1987 08-01-1987 06-12-1988 23-12-1993 03-03-1994 19-09-1989

091830681  
**Translation**

## PATENT COOPERATION TREATY

## PCT

## INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

(PCT Article 36 and Rule 70)

9

Applicant's or agent's file reference WR/nr - 13842	<b>FOR FURTHER ACTION</b> See Notification of Transmittal of International Preliminary Examination Report (Form PCT/IPEA/416)	
International application No. PCT/CH99/00509	International filing date (day/month/year) 29 October 1999 (29.10.99)	Priority date (day/month/year) 30 October 1998 (30.10.98)
International Patent Classification (IPC) or national classification and IPC H04L 25/03		
Applicant ASCOM POWERLINE COMMUNICATIONS AG		

RECEIVED  
NOV 23 2001  
Technology Center 2600

1. This international preliminary examination report has been prepared by this International Preliminary Examining Authority and is transmitted to the applicant according to Article 36.
2. This REPORT consists of a total of <u>7</u> sheets, including this cover sheet.  <input checked="" type="checkbox"/> This report is also accompanied by ANNEXES, i.e., sheets of the description, claims and/or drawings which have been amended and are the basis for this report and/or sheets containing rectifications made before this Authority (see Rule 70.16 and Section 607 of the Administrative Instructions under the PCT).  These annexes consist of a total of <u>3</u> sheets.
3. This report contains indications relating to the following items:  I <input checked="" type="checkbox"/> Basis of the report II <input type="checkbox"/> Priority III <input type="checkbox"/> Non-establishment of opinion with regard to novelty, inventive step and industrial applicability IV <input checked="" type="checkbox"/> Lack of unity of invention V <input checked="" type="checkbox"/> Reasoned statement under Article 35(2) with regard to novelty, inventive step or industrial applicability; citations and explanations supporting such statement VI <input type="checkbox"/> Certain documents cited VII <input type="checkbox"/> Certain defects in the international application VIII <input type="checkbox"/> Certain observations on the international application

Date of submission of the demand 22 April 2000 (22.04.00)	Date of completion of this report
Name and mailing address of the IPEA/EP	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

## INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

International application No.

PCT/CH99/00509

## I. Basis of the report

## 1. With regard to the elements of the international application:\*

- ☐ the international application as originally filed
- ☒ the description:  
pages \_\_\_\_\_, 1,3-13 \_\_\_\_\_, as originally filed  
pages \_\_\_\_\_, filed with the demand  
pages \_\_\_\_\_, 2 \_\_\_\_\_, filed with the letter of \_\_\_\_\_ 11 October 2000 (11.10.2000)
- ☒ the claims:  
pages \_\_\_\_\_, as originally filed  
pages \_\_\_\_\_, as amended (together with any statement under Article 19  
pages \_\_\_\_\_, filed with the demand  
pages \_\_\_\_\_, 1-4 \_\_\_\_\_, filed with the letter of \_\_\_\_\_ 11 October 2000 (11.10.2000)
- ☒ the drawings:  
pages \_\_\_\_\_, 1/3-3/3 \_\_\_\_\_, as originally filed  
pages \_\_\_\_\_, filed with the demand  
pages \_\_\_\_\_, filed with the letter of \_\_\_\_\_
- ☐ the sequence listing part of the description:  
pages \_\_\_\_\_, as originally filed  
pages \_\_\_\_\_, filed with the demand  
pages \_\_\_\_\_, filed with the letter of \_\_\_\_\_

## 2. With regard to the language, all the elements marked above were available or furnished to this Authority in the language in which the international application was filed, unless otherwise indicated under this item.

These elements were available or furnished to this Authority in the following language \_\_\_\_\_ which is:

- ☐ the language of a translation furnished for the purposes of international search (under Rule 23.1(b)).
- ☐ the language of publication of the international application (under Rule 48.3(b)).
- ☐ the language of the translation furnished for the purposes of international preliminary examination (under Rule 55.2 and/or 55.3).

## 3. With regard to any nucleotide and/or amino acid sequence disclosed in the international application, the international preliminary examination was carried out on the basis of the sequence listing:

- ☐ contained in the international application in written form.
- ☐ filed together with the international application in computer readable form.
- ☐ furnished subsequently to this Authority in written form.
- ☐ furnished subsequently to this Authority in computer readable form.
- ☐ The statement that the subsequently furnished written sequence listing does not go beyond the disclosure in the international application as filed has been furnished.
- ☐ The statement that the information recorded in computer readable form is identical to the written sequence listing has been furnished.

4. ☐ The amendments have resulted in the cancellation of:

- ☐ the description, pages \_\_\_\_\_
- ☐ the claims, Nos. \_\_\_\_\_
- ☐ the drawings, sheets/fig \_\_\_\_\_

5. ☐ This report has been established as if (some of) the amendments had not been made, since they have been considered to go beyond the disclosure as filed, as indicated in the Supplemental Box (Rule 70.2(c)).\*\*

\* Replacement sheets which have been furnished to the receiving Office in response to an invitation under Article 14 are referred to in this report as "originally filed" and are not annexed to this report since they do not contain amendments (Rule 70.16 and 70.17).

\*\* Any replacement sheet containing such amendments must be referred to under item 1 and annexed to this report.

# INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

International application No.

PCT/CH99/00509

## IV. Lack of unity of invention

1. In response to the invitation to restrict or pay additional fees the applicant has:

- ☐ restricted the claims.
- ☐ paid additional fees.
- ☐ paid additional fees under protest.
- ☐ neither restricted nor paid additional fees.

2. ☒ This Authority found that the requirement of unity of invention is not complied with and chose, according to Rule 68.1, not to invite the applicant to restrict or pay additional fees.

3. This Authority considers that the requirement of unity of invention in accordance with Rules 13.1, 13.2 and 13.3 is

- ☐ complied with.
- ☒ not complied with for the following reasons:

See annex

4. Consequently, the following parts of the international application were the subject of international preliminary examination in establishing this report:

- ☒ all parts.
- ☐ the parts relating to claims Nos. \_\_\_\_\_

**Supplemental Box**

(To be used when the space in any of the preceding boxes is not sufficient)

Continuation of: IV

1. Claims 1 and 2 relate to the equalisation of GMSK (Gaussian minimum shift keying) or OQPSK (offset quadrature phase shift keying) modulated signals. In this connection, the scan values in the receiver are shifted by a phase  $j^{-1}$ .

Claims 3 and 4 relate to the equalisation of BPSK (binary phase shift keying) modulated signals. The coefficients of the equaliser are established by a special formula in such a manner that the expectation value of the squared real component of the error of the receiving signal is reduced.

2. Consequently, the aforementioned two groups of independent claims have distinguishing features and are based on distinguishing concepts.
3. The common features of the aforementioned claims relate to establishing the coefficients of the equaliser in such a manner that the expectation value of the squared real component of the error of the receiving signal is reduced. These features are known from the prior art (cf. Box V, paragraph 1.1).



# INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

International application No.

PCT/CH 99/00509

## V. Reasoned statement under Article 35(2) with regard to novelty, inventive step or industrial applicability; citations and explanations supporting such statement

### 1. Statement

Novelty (N)	Claims	1-4	YES
	Claims		NO
Inventive step (IS)	Claims	1-4	YES
	Claims		NO
Industrial applicability (IA)	Claims	1-4	YES
	Claims		NO

### 2. Citations and explanations

1. The subject matter of Claim 1 is novel and inventive (PCT Article 33(2) and (3)).

1.1 Claim 1 relates to a method for equalising a receiving signal in a digital receiver with the aid of a DFE structure (decision feedback equalizer), the receiving signal being based on a GMSK or OQPSK modulation.

Such a method is known from **D1 (TU: "Optimum MMSE equalization for staggered modulations" ASILOMAR CONFERENCE, 1.-3. November 1993, pages 1401-1406, New York, US)**. **D1** discloses establishing the coefficients of the DFE in such a manner that the expectation value of the squared real component of the error of the receiving signal is reduced.

1.2 Claim 1 differs from **D1** in that for multi-dimensional modulation (GMSK or OQPSK) the scan values in the receiver are shifted by a phase  $j^{-i}$ , where  $i$  is a continuing index of the scan value. Consequently, the method can be adapted in a simple manner to complex (multi-dimensional) types of modulation.

- 1.3 This procedure is not suggested by the prior art.

**D1** departs from the aforementioned solution.

According to **D1** one dimension is handled per scan value, and the dimension alternates from scan value to scan value. This means that **D1** suggests handling each dimension as opposed to transforming the scan values by rotation according to Claim 1.

Although **WO-A-98 16021** discloses use of a DFE equaliser, this document does not give any information on how the coefficients of the equalizers are calculated.

**EP-A-0 204 308** does not deal with DFE equalization.

2. The statement in paragraph 1 also applies to Claim 2, which corresponds to Claim 1.
3. The subject matter of Claim 3 is novel and inventive (PCT Article 33(2) and (3)).
- 3.1 Claim 3 relates to a method for equalising a receiving signal in a digital receiver with the aid of a DFE structure (decision feedback equalizer), the receiving signal being based on a BPSK modulation. The coefficients of the DFE are established by a special formula in such a manner that the expectation value of the squared real component of the error of the receiving signal is reduced.
- 3.2 A special formula for BPSK is not suggested by the prior art.

**D1** deals with two-dimensional modulation types and not with one dimensional ones like BPSK.

4. The statement of the third paragraph also applies to Claim 4, which corresponds to Claim 3.

# VERTRAG ÜBER INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS

## PCT

### INTERNATIONALER VORLÄUFIGER PRÜFUNGSBERICHT

(Artikel 36 und Regel 70 PCT)

REC'D 09 FEB 2001

WIPO


PCT

Aktenzeichen des Anmelders oder Anwalts WR/nr - 13842	<b>WEITERES VORGEHEN</b> siehe Mitteilung über die Übersendung des internationalen vorläufigen Prüfungsberichts (Formblatt PCT/IPEA/416)	
Internationales Aktenzeichen PCT/CH99/00509	Internationales Anmeldedatum (Tag/Monat/Jahr) 29/10/1999	Prioritätsdatum (Tag/Monat/Tag) 30/10/1998
Internationale Patentklassifikation (IPK) oder nationale Klassifikation und IPK H04L25/03		
Anmelder ASCOM POWERLINE COMMUNICATIONS AG et al.		

- Dieser internationale vorläufige Prüfungsbericht wurde von der mit der internationalen vorläufigen Prüfung beauftragten Behörde erstellt und wird dem Anmelder gemäß Artikel 36 übermittelt.
- Dieser BERICHT umfaßt insgesamt 7 Blätter einschließlich dieses Deckblatts.
  - ☒ Außerdem liegen dem Bericht ANLAGEN bei; dabei handelt es sich um Blätter mit Beschreibungen, Ansprüchen und/oder Zeichnungen, die geändert wurden und diesem Bericht zugrunde liegen, und/oder Blätter mit vor dieser Behörde vorgenommenen Berichtigungen (siehe Regel 70.16 und Abschnitt 607 der Verwaltungsrichtlinien zum PCT).

Diese Anlagen umfassen insgesamt 3 Blätter.

- Dieser Bericht enthält Angaben zu folgenden Punkten:
  - ☒ Grundlage des Berichts
  - ☐ Priorität
  - ☐ Keine Erstellung eines Gutachtens über Neuheit, erfinderische Tätigkeit und gewerbliche Anwendbarkeit
  - ☒ Mangelnde Einheitlichkeit der Erfindung
  - ☒ Begründete Feststellung nach Artikel 35(2) hinsichtlich der Neuheit, der erfinderischen Tätigkeit und der gewerblichen Anwendbarkeit; Unterlagen und Erklärungen zur Stützung dieser Feststellung
  - ☐ Bestimmte angeführte Unterlagen
  - ☐ Bestimmte Mängel der internationalen Anmeldung
  - ☐ Bestimmte Bemerkungen zur internationalen Anmeldung

Datum der Einreichung des Antrags  22/04/2000	Datum der Fertigstellung dieses Berichts
Name und Postanschrift der mit der internationalen vorläufigen Prüfung beauftragten Behörde:   Europäisches Patentamt D-80298 München Tel. +49 89 2399 - 0 Tx: 523656 epmu d Fax: +49 89 2399 - 4465	Bevollmächtigter Bediensteter  Pajatakis, E  Tel. Nr. +49 89 2399 8898



**I. Grundlage des Berichts**

1. Dieser Bericht wurde erstellt auf der Grundlage (*Ersatzblätter, die dem Anmeldeamt auf eine Aufforderung nach Artikel 14 hin vorgelegt wurden, gelten im Rahmen dieses Berichts als "ursprünglich eingereicht" und sind ihm nicht beigelegt, weil sie keine Änderungen enthalten.*):

**Beschreibung, Seiten:**

1,3-13                      ursprüngliche Fassung

2                              eingegangen am                      11/10/2000    mit Schreiben vom                      09/10/2000

**Patentansprüche, Nr.:**

1-4                              eingegangen am                      11/10/2000    mit Schreiben vom                      09/10/2000

**Zeichnungen, Blätter:**

1/3-3/3                      ursprüngliche Fassung

2. Hinsichtlich der **Sprache**: Alle vorstehend genannten Bestandteile standen der Behörde in der Sprache, in der die internationale Anmeldung eingereicht worden ist, zur Verfügung oder wurden in dieser eingereicht, sofern unter diesem Punkt nichts anderes angegeben ist.

Die Bestandteile standen der Behörde in der Sprache: zur Verfügung bzw. wurden in dieser Sprache eingereicht; dabei handelt es sich um

- ☐ die Sprache der Übersetzung, die für die Zwecke der internationalen Recherche eingereicht worden ist (nach Regel 23.1(b)).
- ☐ die Veröffentlichungssprache der internationalen Anmeldung (nach Regel 48.3(b)).
- ☐ die Sprache der Übersetzung, die für die Zwecke der internationalen vorläufigen Prüfung eingereicht worden ist (nach Regel 55.2 und/oder 55.3).

3. Hinsichtlich der in der internationalen Anmeldung offenbarten **Nucleotid- und/oder Aminosäuresequenz** ist die internationale vorläufige Prüfung auf der Grundlage des Sequenzprotokolls durchgeführt worden, das:

- ☐ in der internationalen Anmeldung in schriftlicher Form enthalten ist.
- ☐ zusammen mit der internationalen Anmeldung in computerlesbarer Form eingereicht worden ist.
- ☐ bei der Behörde nachträglich in schriftlicher Form eingereicht worden ist.
- ☐ bei der Behörde nachträglich in computerlesbarer Form eingereicht worden ist.
- ☐ Die Erklärung, daß das nachträglich eingereichte schriftliche Sequenzprotokoll nicht über den Offenbarungsgehalt der internationalen Anmeldung im Anmeldezeitpunkt hinausgeht, wurde vorgelegt.
- ☐ Die Erklärung, daß die in computerlesbarer Form erfassten Informationen dem schriftlichen Sequenzprotokoll entsprechen, wurde vorgelegt.

4. Aufgrund der Änderungen sind folgende Unterlagen fortgefallen:

- ☐ Beschreibung,      Seiten:
- ☐ Ansprüche,      Nr.:
- ☐ Zeichnungen,      Blatt:

5. ☐ Dieser Bericht ist ohne Berücksichtigung (von einigen) der Änderungen erstellt worden, da diese aus den angegebenen Gründen nach Auffassung der Behörde über den Offenbarungsgehalt in der ursprünglich eingereichten Fassung hinausgehen (Regel 70.2(c)).

*(Auf Ersatzblätter, die solche Änderungen enthalten, ist unter Punkt 1 hinzuweisen; sie sind diesem Bericht beizufügen).*

6. Etwaige zusätzliche Bemerkungen:

**IV. Mangelnde Einheitlichkeit der Erfindung**

1. Auf die Aufforderung zur Einschränkung der Ansprüche oder zur Zahlung zusätzlicher Gebühren hat der Anmelder:

- ☐ die Ansprüche eingeschränkt.
- ☐ zusätzliche Gebühren entrichtet.
- ☐ zusätzliche Gebühren unter Widerspruch entrichtet.
- ☐ weder die Ansprüche eingeschränkt noch zusätzliche Gebühren entrichtet.

2. ☒ Die Behörde hat festgestellt, daß das Erfordernis der Einheitlichkeit der Erfindung nicht erfüllt ist, und hat gemäß Regel 68.1 beschlossen, den Anmelder nicht zur Einschränkung der Ansprüche oder zur Zahlung zusätzlicher Gebühren aufzufordern.

3. Die Behörde ist der Auffassung, daß das Erfordernis der Einheitlichkeit der Erfindung nach den Regeln 13.1, 13.2 und 13.3

- ☐ erfüllt ist
- ☒ aus folgenden Gründen nicht erfüllt ist:  
**siehe Beiblatt**

4. Daher wurde zur Erstellung dieses Berichts eine internationale vorläufige Prüfung für folgende Teile der internationalen Anmeldung durchgeführt:

- ☒ alle Teile.
- ☐ die Teile, die sich auf die Ansprüche Nr. beziehen.

# INTERNATIONALER VORLÄUFIGER PRÜFUNGSBERICHT

Internationales Aktenzeichen PCT/CH99/00509

## V. Begründete Feststellung nach Artikel 35(2) hinsichtlich der Neuheit, der erfinderischen Tätigkeit und der gewerblichen Anwendbarkeit; Unterlagen und Erklärungen zur Stützung dieser Feststellung

### 1. Feststellung

Neuheit (N)	Ja: Ansprüche	1-4
	Nein: Ansprüche	
Erfinderische Tätigkeit (ET)	Ja: Ansprüche	1-4
	Nein: Ansprüche	
Gewerbliche Anwendbarkeit (GA)	Ja: Ansprüche	1-4
	Nein: Ansprüche	

### 2. Unterlagen und Erklärungen siehe Beiblatt

**Zu Punkt IV**

**Mangelnde Einheitlichkeit der Erfindung**

1. Die Ansprüche 1 und 2 betreffen die Entzerrung von GMSK oder OQPSK modulierten Signalen. Dabei werden die Abtastwerte im Empfänger mit einer Phase  $j^{-i}$  gedreht.

Die Ansprüche 3 und 4 betreffen die Entzerrung von BPSK modulierten Signalen. Die Koeffizienten des Entzerrers werden mit einer speziellen Formel so festgestellt, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird.

2. Demnach haben die obengenannten zwei Gruppen von unabhängigen Ansprüchen unterschiedliche Merkmale und basieren auf unterschiedlichen Konzepten.
3. Die gemeinsamen Merkmale der obengenannten Ansprüche betreffen die Festlegung der Koeffizienten des Entzerrers derart, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird. Diese Merkmale sind aus dem Stand der Technik bekannt (vgl. Sektion V, Absatz 1.1).

**Zu Punkt V**

**Begründete Feststellung nach Artikel 35(2) hinsichtlich der Neuheit, der erfinderischen Tätigkeit und der gewerblichen Anwendbarkeit; Unterlagen und Erklärungen zur Stützung dieser Feststellung**

1. Der Gegenstand des Anspruchs 1 ist neu und erfinderisch (Artikel 33(2)(3)).
  - 1.1 Der Anspruch 1 betrifft ein Verfahren zum Entzerren eines Empfangssignals in einem digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFE-Struktur (Decision Feedback Equalizer), wobei das Empfangssignal auf einer GMSK oder OQPSK Modulation basiert.

Ein derartiges Verfahren ist aus **D1 = TU: 'Optimum MMSE equalization for staggered modulations' ASILOMAR CONFERENCE, 1. - 3. November 1993,**



**Seiten 1401-1406, New York, US** bekannt. **D1** offenbart, daß die Koeffizienten des DFE so festgelegt werden, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird.

- 1.2 Der Anspruch 1 unterscheidet sich von **D1** in dem, bei mehrdimensionaler Modulation (GMSK oder OQPSK) die Abtastwerte im Empfänger mit einer Phase  $j^i$  gedreht werden, wobei  $i$  einen fortlaufenden Index des Abtastwertes darstellt. Dadurch wird eine einfache Anpassung des Verfahrens auf komplexe (mehrdimensionale) Modulationsarten erreicht.

- 1.3 Dieses Vorgehen wird durch den Stand der Technik nicht nahegegt.

**D1** leitet von der obengenannten Lösung weg. Gemäß **D1** wird pro Abtastwert eine Dimension abgehandelt wobei von Abtastwert zu Abtastwert die Dimension alterniert. D.h. **D1** schlägt vor jede Dimension abzuhandeln im Gegensatz zur Transformation der Abtastwerte durch Rotation gemäß Anspruch 1.

Obwohl in **WO A 98 16021** der Einsatz eines DFE Entzerrers offenbart wird, gibt dieses Dokument keinen Aufschluß wie die Koeffizienten des Entzerrers berechnet werden.

**EP-A-0 204 308** befaßt sich nicht mit DFE Entzerrung.

2. Die Feststellung von Absatz 1 gilt auch für den Anspruch 2, der dem Anspruch 1 entspricht.
3. Der Gegenstand des Anspruchs 3 ist neu und erfinderisch (Artikel 33(2)(3)).
- 3.1 Der Anspruch 3 betrifft ein Verfahren zum Entzerren eines Empfangssignals in einem digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFE-Struktur (Decision Feedback Equalizer), wobei das Empfangssignal auf einer BPSK Modulation basiert. Die Koeffizienten des DFE werden mit einer speziellen Formel so festgestellt, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird.

- 3.2 Eine spezielle Formel für BPSK wird durch den Stand der Technik nicht nahegelegt.

**D1** befaßt sich mit zweidimensionalen Modulationsarten und nicht mit eindimensionalen wie BPSK.

4. Die Feststellung von Absatz 3 gilt auch für den Anspruch 4, der dem Anspruch 3 entspricht.

### Stand der Technik

Übertragungskanäle, wie sie typischerweise bei GSM (Global System for Mobile Communication), HIPERLAN (High Performance Radio Local Area Network), DECT (Data Exchange for Cordless Telephone) etc. auftreten, sind charakterisiert durch die störenden Wirkungen  
5 der Mehrweg-Ausbreitung.

Es ist bekannt, dass ein Decision Feedback Equalizer (DFE) dazu benutzt werden kann, um in einem digitalen Kommunikationssystem ein Signal zu entzerren, welches durch einen linearen frequenzselektiven Prozess (wie es zum Beispiel die Mehrweg-Ausbreitung in einem Funkkanal ist) gestört worden ist.

10 Die Performance eines DFE hängt von der Qualität ab, mit welcher die Filterkoeffizienten im Feedforward- und im Feedback-Teil berechnet bzw. festgelegt werden. Bei unbekanntem Kanal werden die Koeffizienten typischerweise durch adaptives Training festgelegt. Ist die Stossantwort (impulse response) des Kanals dagegen bekannt, dann können die optimalen Koeffizienten des DFE aus dieser abgeleitet werden.

15 Die Struktur eines DFE ist an sich sehr einfach und daher im Einsatz sehr beliebt. Nicht immer lässt sich aber die erwünschte Performance erreichen.

Aus der Publikation *Optimum MMSE Equalization for staggered modulations* von J. C. Tu ist ein DFE für Signale beschrieben, bei welchen die Modulation der Quadratur- und der In-Phase-Komponenten versetzt (staggered) erfolgt. Bei der Symbolschätzung wird der mitt-  
20 lere quadratische Fehler nur in einer Dimension der modulierten Symbole minimiert.

### Darstellung der Erfindung

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, welches mit möglichst geringem Rechenaufwand auf der Basis der bekannten bzw. vorher geschätzten Kanalstoss-Antwort die Bestimmung optimaler Koeffizienten ermöglicht, wo-  
25 bei gleichzeitig eine erhöhte Performance gegenüber dem bekannten DFE gemäss Stand der Technik erzielt wird.

## PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zum Entzerren eines auf einer GMSK oder einer OQPSK Modulation basierenden Empfangssignals in einem digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFE-Struktur (18, Decision Feedback Equalizer), wobei die Koeffizienten des DFE so festgelegt werden, dass der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird, dadurch gekennzeichnet, dass die Abtastwerte im Empfänger mit einer Phase  $j^i$  gedreht (14, 15) werden, wobei i einen fortlaufenden Index des Abtastwertes bezeichnet.
2. Schaltungsanordnung mit einem DFE (18, Decision Feedback Equalizer) zum Entzerren eines auf einer GMSK oder einer OQPSK Modulation basierenden Empfangssignals in einem digitalen Empfänger und mit ersten Mitteln zur Berechnung der Koeffizienten (17) des DFE derart, dass der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird, dadurch gekennzeichnet, dass sie zweite Mittel (14, 15) zur Drehung der Abtastwerte im Empfänger mit einer Phase  $j^i$  aufweist, wobei i einen fortlaufenden Index des Abtastwertes bezeichnet.
3. Verfahren zum Entzerren eines auf einer BPSK Modulation basierenden Empfangssignals in einem digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFE-Struktur (7, Decision Feedback Equalizer), dadurch gekennzeichnet, dass die Koeffizienten des DFE wie folgt festgelegt sind:

20

$$\begin{aligned}
 \text{(I)} \quad h_{M+1-i}^R &= \frac{\sigma^2}{2} f_i^R + \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^R - \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^I \\
 -h_{M+1-i}^I &= \frac{\sigma^2}{2} f_i^I - \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^R + \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^I \\
 \text{(II)} \quad g_{i-M}^R &= -\sum_{m=1}^M f_m^R h_{i+1-m}^R - f_m^I h_{i+1-m}^I,
 \end{aligned}$$

wobei N die Länge der Kanalstoss-Antwort, M die Länge des Feedforward -Filters,  $h_i^R$  den Realteil der Kanalstoss-Antwort für  $1 \leq i \leq N$ ,  $h_i^I$  den Imaginärteil der Kanalstoss-Antwort für  $1 \leq i \leq N$ ,  $f_i^R$  den Realteil der Filterkoeffizienten des Feedforward-Teils des DFE für  $1 \leq i \leq M$ ,  $f_i^I$  den Imaginärteil der Filterkoeffizienten des Feedforward-Teils des DFE für  $1 \leq i \leq M$ ,  $g_i^R$  den Realteil der Filterkoeffizienten des Feedback-Teils des DFE für  $1 \leq i \leq N-1$  und  $\sigma^2$  die Rauschleistung am Eingang des DFE mit kombiniertem Real- und Imaginärteil der Rauschleistung bezeichnet.

4. Schaltungsanordnung mit einem DFE (7, Decision Feedback Equalizer) zum Entzerren eines auf einer BPSK Modulation basierenden Empfangssignals in einem digitalen Empfänger, dadurch gekennzeichnet, dass sie Mittel (6) zum Berechnen der Koeffizienten des DFE wie folgt aufweist:

$$(I) \quad h_{M+1-i}^R = \frac{\sigma^2}{2} f_i^R + \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^R - \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^I$$

$$- h_{M+1-i}^I = \frac{\sigma^2}{2} f_i^I - \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^R + \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^I$$

$$(II) \quad g_{i-M}^R = - \sum_{m=1}^M f_m^R h_{i+1-m}^R - f_m^I h_{i+1-m}^I,$$

wobei N die Länge der Kanalstoss-Antwort, M die Länge des Feedforward-Filters,  $h_i^R$  den Realteil der Kanalstoss-Antwort für  $1 \leq i \leq N$ ,  $h_i^I$  den Imaginärteil der Kanalstoss-Antwort für  $1 \leq i \leq N$ ,  $f_i^R$  den Realteil der Filterkoeffizienten des Feedforward-Teils des DFE für  $1 \leq i \leq M$ ,  $f_i^I$  den Imaginärteil der Filterkoeffizienten des Feedforward-Teils des DFE für  $1 \leq i \leq M$ ,  $g_i^R$  den Realteil der Filterkoeffizienten des Feedback-Teils des DFE für  $1 \leq i \leq N-1$  und  $\sigma^2$  die Rauschleistung am Eingang des DFE mit kombiniertem Real- und Imaginärteil der Rauschleistung bezeichnet.

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: ALDIS, James  
Int'l. Appl. No.: PCT/CH99/00509  
Appl. No.: New Group:  
Filed: April 30, 2001 Examiner:  
For: EQUALIATION METHOD ESPECIALLY FOR OFFSET  
MODULATION MODES

LETTER

**BOX PATENT APPLICATION**

Assistant Commissioner for Patents  
Washington, D.C. 20231

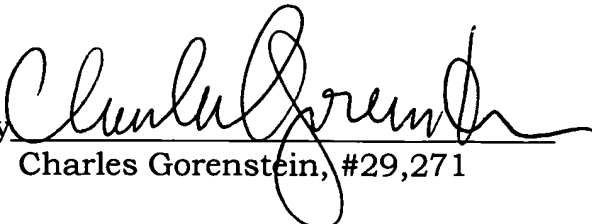
April 30, 2001

Sir:

The PTO is requested to use the amended sheets/claims attached hereto (which correspond to Article 34 amendments or to claims attached to the International Preliminary Examination Report) during prosecution of the above-identified national phase PCT application.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By   
Charles Gorenstein, #29,271

CG/cqc  
2360-0340P

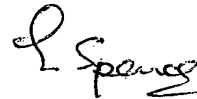
P.O. Box 747  
Falls Church, VA 22040-0747  
(703) 205-8000

09/830687

JCOs Rec'd PCT/PTO 30 APR 2001

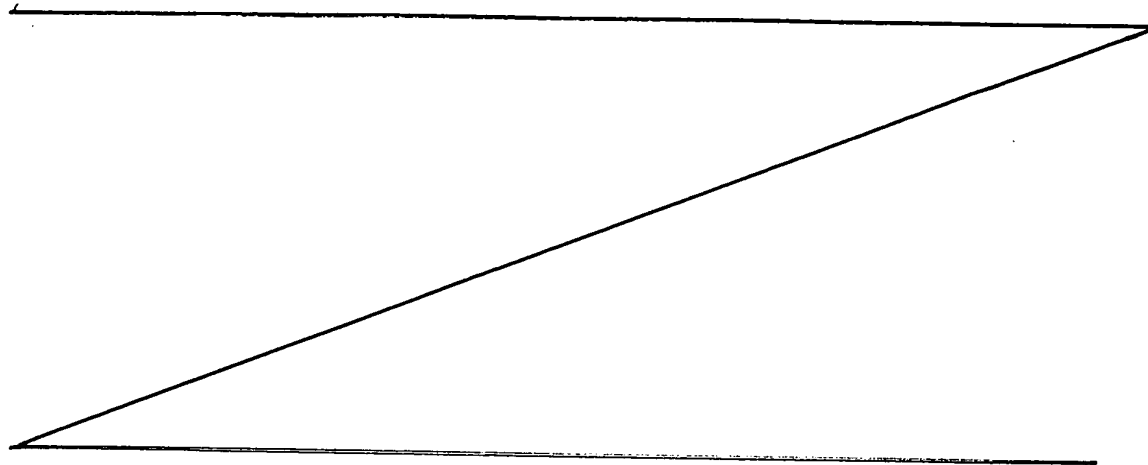
I, Gordon SPENCE BA, BSc, MIL, BDÜ,  
translator to RWS Group plc, of Europa House, Marsham Way, Gerrards Cross,  
Buckinghamshire, England, do solemnly and sincerely declare that I am conversant with the  
English and German languages and am a competent translator thereof, and that to the best of  
my knowledge and belief the following is a true and correct translation of the amended sheets  
of the PCT Application filed under No. PCT/CH99/00509.

Date: 9 April 2001



G. SPENCE

For and on behalf of RWS Group plc

5  
10**Prior art**

The transmission channels typically occurring in the case of GSM (Global System for Mobile Communication), HIPERLAN (High Performance Radio Local Area Network), DECT (Data Exchange for Cordless Telephone) etc. are characterized by the interfering effects of multipath propagation.

It is known that a Decision Feedback Equalizer (DFE) can be used in order to equalize in the digital communication system a signal which has been disturbed by a linear frequency-selected process (such as the multipath propagation in a radio channel, for example).

The performance of a DFE depends on the quality with which the filter coefficients are calculated and/or fixed in the feedforward part and in the feedback part. In the case of an unknown channel, the coefficients are typically fixed by adaptive training. If the pulse response of the channel is known, by contrast, the optimum coefficients of the DFE can then be derived therefrom.

The structure of a DFE is very simple per se and therefore very readily used. However, it is not always possible to achieve the desired performance.

From [sic] the publication entitled *Optimum MMSE Equalization for staggered modulations* by J.C. Tu

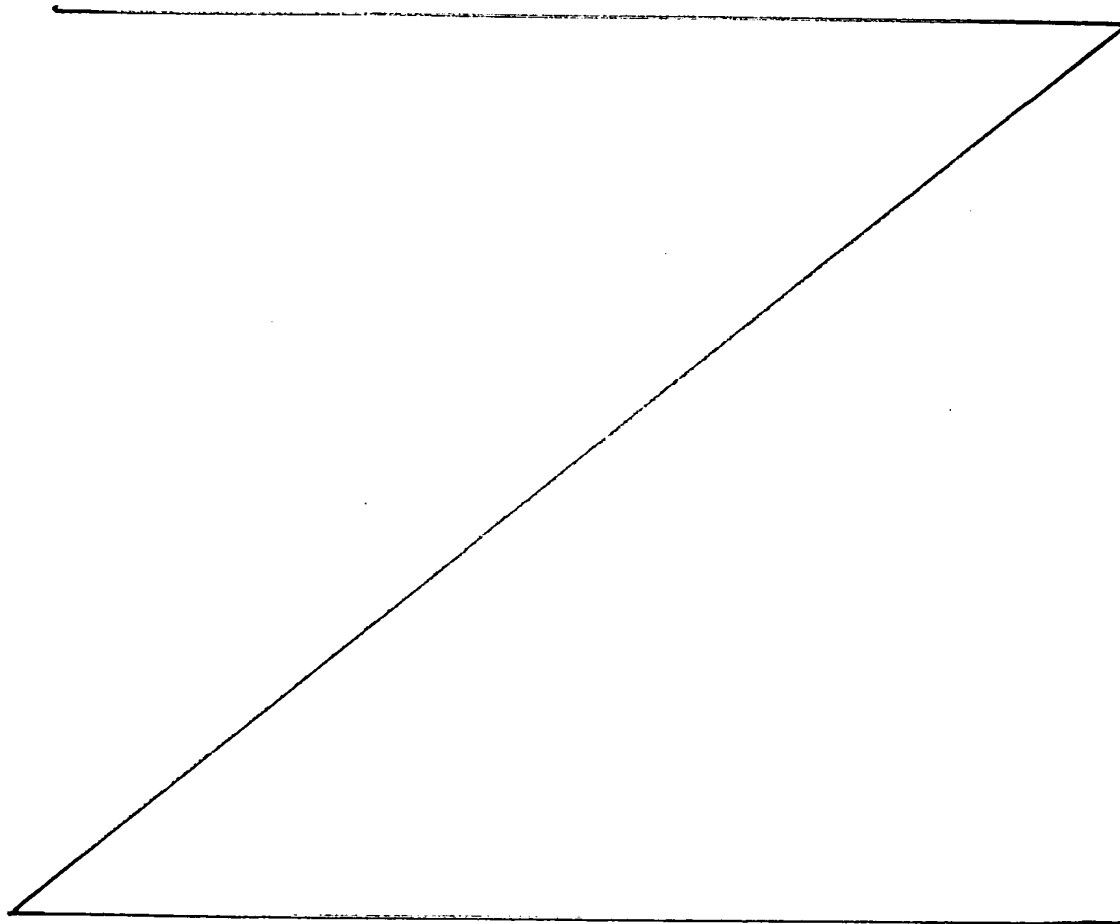


- 1a -

describes a DFE for signals in the case of which the modulation of the quadrature and in-phase components is performed in a staggered fashion. The mean quadratic error is minimized only in one dimension of the modulated symbols during symbol estimation.

**Summary of the invention**

The object of the invention is to specify a method of the type mentioned at the beginning which permits the determination of optimum coefficients with as little outlay on computation as possible on the basis of the known and/or previously estimated channel unit pulse response, an enhanced performance being achieved at the same time by comparison with the known DFE in accordance with the prior art.



## PATENT CLAIMS

1. Method for equalizing a received signal, based on a GMSK or an OQPSK modulation, in a digital receiver with the aid of a DFE (Decision Feedback Equalizer) structure (18), in which the coefficients of the DFE are fixed so as to minimize the expected value of the quadratic real part of the error in the received signal, characterized in that the samples are rotated (14, 15) in the receiver with a phase  $j^{-i}$ ,  $i$  denoting a sequential index of the sample.
2. Circuit arrangement having a DEF (Decision Feedback Equalizer) (18) for equalizing a received signal, based on a GMSK or an OQPSK modulation, in a digital receiver and having first means for calculating the coefficients (17) of the DFE in such a way as to minimize the expected value of the squared real part of the error in the received signal, characterized in that it has second means (14, 15) for rotating the expected values in the receiver a phase  $j^{-i}$ ,  $i$  denoting a sequential index of the sample.
3. Method for equalizing a received signal, based on a BPSK modulation, in a digital receiver with the aid of a DFE (Decision Feedback Equalizer) structure (7), characterized in that the coefficients of the DFE are fixed as follows:

$$\begin{aligned}
 (I) \quad h_{M+1-i}^R &= \frac{\sigma^2}{2} f_i^R + \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^R - \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^I \\
 -h_{M+1-i}^I &= \frac{\sigma^2}{2} f_i^I - \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^R + \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^I \\
 (II) \quad g_{i-M}^R &= -\sum_{m=1}^M f_m^R h_{i+1-m}^R - f_m^I h_{i+1-m}^I
 \end{aligned}$$

$N$  denoting the length of the channel unit pulse response,  $M$  denoting the length of the feedforward

filter,  $h_1^R$  denoting the real part of the channel unit pulse response for  $1 \leq i \leq N$ ,  $h_1^I$  denoting the imaginary part of the channel unit pulse response for  $1 \leq i \leq N$ ,  $f_1^R$  denoting the real part of the filter coefficients of the feedforward part of the DFE for  $1 \leq i \leq M$ ,  $f_1^I$  denoting the imaginary part of the filter coefficients of the feedforward part of the DFE for  $1 \leq i \leq M$ ,  $g_1^R$  denoting the real part of the filter coefficients of the feedback part of the DFE for  $1 \leq i \leq N-1$ , and  $\sigma^2$  denoting the noise power at the input of the DFE with combined real and imaginary parts of the noise power.

4. Circuit arrangement having a DFE (Decision Feedback Equalizer) (7) for equalizing a received signal, based on a BPSK modulation, in a [illegible] receiver, characterized in that it has means (6) for calculating the [lacuna] ents of the DFE as follows:

$$(I) \quad h_{M+1-i}^R = \frac{\sigma^2}{2} f_i^R + \sum_{n=1}^M f_n^R \sum_{m=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^R - \sum_{n=1}^M f_n^I \sum_{m=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^I$$

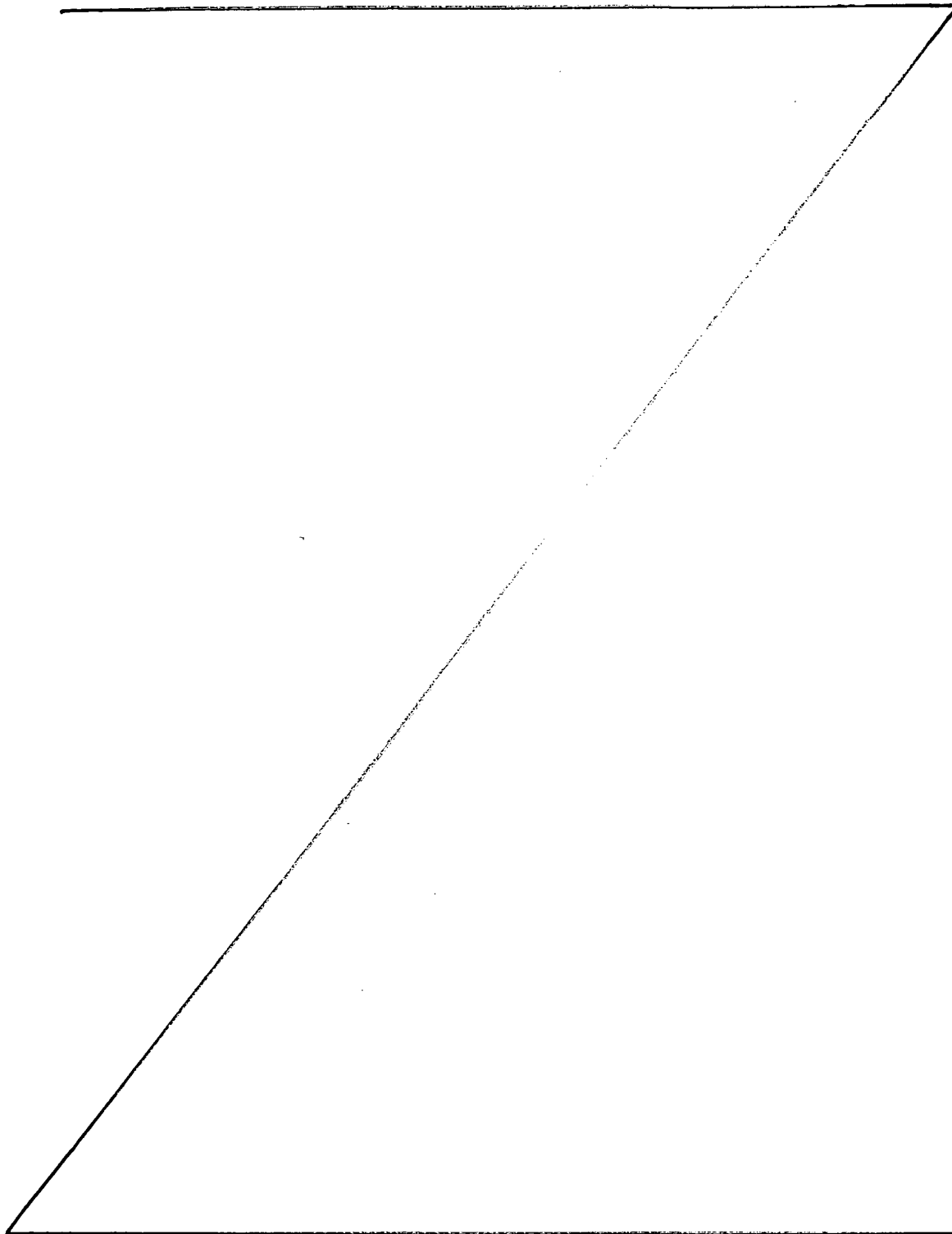
$$- h_{M+1-i}^I = \frac{\sigma^2}{2} f_i^I - \sum_{n=1}^M f_n^R \sum_{m=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^R + \sum_{n=1}^M f_n^I \sum_{m=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^I$$

$$(II) \quad g_{i-M}^R = - \sum_{n=1}^M f_n^R h_{n+1-i}^R - f_n^I h_{n+1-i}^I$$

N denoting the length of the channel unit pulse response, M denoting the length of the feedforward filter [lacuna] the real part of the channel unit pulse response for  $1 \leq i \leq N$ ,  $h_1^I$  denoting the imaginary part of the channel unit pulse response for  $1 \leq i \leq N$ ,  $f_1^R$  denoting the real part of the filter coefficients of the feedforward part of the DFE for  $1 \leq i \leq M$ ,  $f_1^I$  denoting the imaginary part of the filter coefficients of the feedforward part of the DFE for  $1 \leq i \leq M$ ,  $g_1^R$  denoting the real part of the filter coefficients of the feedback part of the DFE for  $1 \leq i \leq N-1$ , and  $\sigma^2$


- 14a -

denoting the noise power at the input of the DFE with combined real and imaginary parts of the noise power.



I, Gordon SPENCE BA, BSc, MIL, BDÜ,  
translator to RWS Group plc, of Europa House, Marham Way, Gerrards Cross,  
Buckinghamshire, England, do solemnly and sincerely declare that I am conversant with the  
English and German languages and am a competent translator thereof, and that to the best of  
my knowledge and belief the following is a true and correct translation of the PCT  
Application filed under No. PCT/CH99/00509.

Date: 9 April 2001



G. SPENCE

For and on behalf of RWS Group plc

**PCT**ORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM  
Internationales BüroINTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE  
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

(51) Internationale Patentklassifikation <sup>7</sup> : <b>H04L 25/03</b>		A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: <b>WO 00/27083</b>
		(43) Internationales Veröffentlichungsdatum:	11. Mai 2000 (11.05.00)
<p>(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/CH99/00509</p> <p>(22) Internationales Anmeldedatum: 29. Oktober 1999 (29.10.99)</p> <p>(30) Prioritätsdaten: 98811090.4      30. Oktober 1998 (30.10.98)      EP</p> <p>(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): ASCOM SYSTEC AG [CH/CH]; Gewerbepark, CH-5506 Mägenwil (CH).</p> <p>(72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): <u>ALDIS</u>, James [GB/CH]; Wilhalde 10, CH-5504 Othmarsingen (CH).</p> <p>(74) Anwälte: ROSHARDT, Werner, A. usw.; Keller &amp; Partner Patentanwälte AG, Zeughausgasse 5, Postfach, CH-3000 Bern 7 (CH).</p>		<p>(81) Bestimmungsstaaten: AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW, ARIPO Patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI Patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).</p> <p>Veröffentlicht Mit internationalem Recherchenbericht.</p>	
(54) Title: EQUALIZATION METHOD ESPECIALLY FOR OFFSET MODULATION MODES			
(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUM ENTZERREN, INSBESONDERE FÜR OFFSET-MODULATIONSARTEN			
(57) Abstract			
<p>The invention relates to a method for equalizing a receive signal in a digital receiver with the aid of a decision feedback equalizer structure. The receive signal is based on a one dimensional signal constellation (e.g. BPSK, GMSK, OQPSK) or a signal constellation which can be transformed in such a manner. The coefficients of the DFE are fixed in such a manner that the expected value of the squared real part of the error of the receive signal is minimized. As opposed to prior art, the complex value error is not used as a basis for optimization. Calculation is much more limited to real value. The filter coefficients can also have a real value instead of a complex value. The fundamental aspect of the invention is that it is possible to improve the performance of the DFE structure in a basically simple manner. Even computational complexity can be reduced in comparison with prior art.</p>			
(57) Zusammenfassung			
<p>Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Entzerren eines Empfangssignals in einem digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFB-Struktur (Decision Feedback Equalizer). Das Empfangssignal basiert auf einer eindimensionalen oder in eine solche transformierbaren Signalkonstellation (z.B. BPSK, GMSK, OQPSK). Die Koeffizienten des DFE werden so festgelegt, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird. Im Unterschied zum Stand der Technik wird also nicht der an sich komplexwertige Fehler als Optimierungsgrundlage verwendet. Vielmehr wird die Berechnung auf den Realwert beschränkt. Die Filterkoeffizienten können statt komplexwertig ebenfalls realwertig sein. Der springende Punkt liegt darin, daß auf diese im Prinzip einfache Weise eine Verbesserung der Performance der DFE-Struktur möglich wird, wobei sogar der Rechenaufwand gegenüber dem Stand der Technik reduziert sein kann.</p>			

# **LEDIGLICH ZUR INFORMATION**

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

VERFAHREN ZUM ENTZERREN, INSBESONDERE FÜR OFFSET-MODULATIONSARTEN

**Technisches Gebiet**

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Entzerren eines Empfangssignals in einem  
5 digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFE-Struktur (Decision Feedback Equalizer), wobei das  
Empfangssignal auf einer eindimensionalen oder in eine solche transformierbaren  
Signalkonstellation basiert.



### Stand der Technik

- Übertragungskanäle, wie sie typischerweise bei GSM (Global System for Mobile Communication), HIPERLAN (High Performance Radio Local Area Network), DECT (Data Exchange for Cordless Telephone) etc. auftreten, sind charakterisiert durch die störenden
- 5 Wirkungen der Mehrweg-Ausbreitung.

Es ist bekannt, daß ein Decision Feedback Equalizer (DFE) dazu benutzt werden kann, um in einem digitalen Kommunikationssystem ein Signal zu entzerren, welches durch einen linearen frequenzselektiven Prozeß (wie es zum Beispiel die Mehrweg-Ausbreitung in einem Funkkanal ist) gestört worden ist.

- 10 Die Performance eines DFE hängt von der Qualität ab, mit welcher die Filterkoeffizienten im Feedforward- und im Feedback-Teil berechnet bzw. festgelegt werden. Bei unbekanntem Kanal werden die Koeffizienten typischerweise durch adaptives Training festgelegt. Ist die Stoßantwort (impulse response) des Kanals dagegen bekannt, dann können die optimalen Koeffizienten des DFE aus dieser abgeleitet werden.
- 15 Die Struktur eines DFE ist an sich sehr einfach und daher im Einsatz sehr beliebt. Nicht immer läßt sich aber die erwünschte Performance erreichen.

### Darstellung der Erfindung

- Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, welches mit möglichst geringem Rechenaufwand auf der Basis der bekannten bzw. vorher
- 20 geschätzten Kanalstoß-Antwort die Bestimmung optimaler Koeffizienten ermöglicht, wobei gleichzeitig eine erhöhte Performance gegenüber dem bekannten DFE gemäß Stand der Technik erzielt wird.

Die Lösung der Aufgabe ist durch die Merkmale des Anspruchs 1 definiert. Gemäss der Erfindung sind die Koeffizienten des DFE so festgelegt, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers minimiert wird.

Im Unterschied zum Stand der Technik wird also nicht der an sich komplexwertige Fehler als Optimierungsgrundlage verwendet. Vielmehr wird die Berechnung auf den Realwert beschränkt. Die Filterkoeffizienten des Feedback-Filters sind nicht komplexwertig, nur diejenigen des Feedforward-Filters sind es im allgemeinen. Der springende Punkt liegt nun darin, daß auf diese im Prinzip einfache Weise eine Verbesserung der Performance der DFE-Struktur möglich wird, wobei sogar der Rechenaufwand gegenüber dem Stand der Technik reduziert sein kann.

Im Fall eines binären BPSK-Signals werden die Koeffizienten vorzugsweise gemäß den weiter unten angegebenen Formeln (I) und (II) berechnet.

Die Erfindung eignet sich nicht nur für BPSK-Signale (BPSK = Binary Phase Shift Keying), sondern auch für GMSK- und OQPSK-Modulationsverfahren (GMSK = Gaussian Minimum Shift Keying, OQPSK = Offset Quadrature Phase Shift Keying). Als eindimensionale Modulationsverfahren sind also auch solche zu betrachten, welche zwar eine zweidimensionale Signalkonstellation aufweisen, aber (mit einer geeigneten Transformation) in eine (zumindest annäherungsweise) äquivalente eindimensionale Darstellung übergeführt werden können.

Die schaltungsmäßige Umsetzung des erfindungsgemäßen Verfahrens bietet keine besonderen Schwierigkeiten. Typischerweise wird die Berechnung in einem Prozessor oder ASIC programmiert.

Die Erfindung eignet sich beispielsweise für ein HIPERLAN-System. (Eine besonders vorteilhafte System-Struktur ergibt sich z. B. aus der EP 0.795 976 A2, Ascom Tech AG). Der sogenannte European Telecommunications Standard (ETS) definiert die technischen Charakteristiken eines drahtlosen lokalen Hochleistungsnetzwerkes (HIPERLAN). HIPERLAN ist ein kurzreichweitiges Kommunikationssystem mit hoher Datenrate (vgl.

dazu ETSI 1995, ETS 300 652, UDC: 621 396). Der ETS-HIPERLAN-Standard ist für das Frequenzband 5.15 bis 5.30 GHz vorgesehen.

Aus der nachfolgenden Detailbeschreibung und der Gesamtheit der Patentansprüche ergeben sich weitere vorteilhafte Ausführungsformen und Merkmalskombinationen der  
5 Erfindung.

### **Kurze Beschreibung der Zeichnungen**

Die zur Erläuterung des Ausführungsbeispiels verwendeten Zeichnungen zeigen:

- Fig. 1 eine schematische Darstellung eines DFE;
- Fig. 2 eine schematische Darstellung eines Ausführungsbeispiels;
- 10 Fig. 3 eine Darstellung der Performance des erfindungsgemäßen Verfahrens im Vergleich zum Stand der Technik.
- Fig. 4a-c eine Gegenüberstellung des Fehlerverhaltens beim Stand der Technik und bei der Erfindung;
- Fig. 5 eine schematische Darstellung eines BPSK -Empfängers;
- 15 Fig. 6 eine schematische Darstellung eines GMSK-Empfängers.

### **Wege zur Ausführung der Erfindung**

Im folgenden soll das Prinzip der Erfindung anhand eines Vergleichs mit dem Stand der Technik zum Ausdruck gebracht werden.

Fig. 1 zeigt die an sich bekannte Block-Struktur eines DFE. Das vom Träger heruntermodulierte Empfangssignal  $I$  wird in ein Feedforward Filter FF des DFE gegeben. Danach wird es mit dem vom Entscheider DD (Decision Device) über das Feedback Filter FB zurückgeführte geschätzte Signal  $\hat{I}$  kombiniert (Addierer). Am Eingang des  
 5 Entscheiders DD liegt somit das Signal  $\tilde{I}$  an. Gemäß dem Stand der Technik werden die Koeffizienten  $f$  und  $g$  (welche im vorliegenden Fall als Vektoren mit mehreren Koeffizienten-Komponenten verstanden werden) wie folgt berechnet:

$$\min_{f,g} E \left\{ \left| \tilde{I} - \hat{I} \right|^2 \right\} \quad (A)$$

Im Gegensatz dazu führt die Erfindung folgende Optimierung durch:

$$10 \quad \min_{f,g} E \left\{ \left( \operatorname{Re}(\tilde{I} - \hat{I}) \right)^2 \right\} \quad (B)$$

Der Unterschied zum Stand der Technik besteht somit in der Art der Berechnung der Filterkoeffizienten. Die sonstige Struktur des DFE wird unverändert beibehalten. Dies wird nachfolgend an Hand von Ausführungsbeispielen im Detail erläutert.

Fig. 2 zeigt ein konkretes Beispiel eines DFE. Das von ihm verarbeitete Signal wird - wie bei  
 15 modernen kohärenten digitalen Empfängern üblich - durch komplexe Zahlen dargestellt. Der Realteil steht dabei für die Inphasen-Komponente und der Imaginärteil für die Quadratur-Komponente. Der in Fig. 2 gezeigte DFE hat - nach dem allgemein gängigen Verständnis - komplexwertige Koeffizienten und komplexwertige Daten.

Wird allein der Realwert des Fehlers nach dem MMSE-Kriterium optimiert (MMSE =  
 20 Minimum Mean Square Error), dann sind die Feedforward-Filterkoeffizienten durch das folgende Gleichungssystem gegeben:

$$(I) \quad h_{M+1-i}^R = \frac{\sigma^2}{2} f_i^R + \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^R - \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^I$$

$$-h'_{M+1-i} = \frac{\sigma^2}{2} f_i^I - \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h'_{n+1-i} h_{n+1-m}^R + \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h'_{n+1-i} h_{n+1-m}^I$$

- Dies sind  $2M$  realwertige Gleichungen ( $1 \leq i \leq M$ ). Koeffizienten, deren Indizes zu groß oder zu klein sind sind dabei als 0 anzunehmen. Die Indizes laufen von 1 nach  $L$  für Vektoren der Länge  $L$ . Die Werte der Filterkoeffizienten können mit an sich bekannten Methoden zur
- 5 Lösung linearer Gleichungssysteme gewonnen werden. Es erübrigt sich, auf diese Standard-Methoden näher einzugehen.

Die Feedback-Filterkoeffizienten sind durch die folgenden Gleichungen bestimmt:

$$(II) \quad g_{i-M}^R = -\sum_{m=1}^M f_m^R h_{i+1-m}^R - f_m^I h_{i+1-m}^I$$

Dies sind  $N-1$  Gleichungen, weil  $M+1 \leq i \leq M+N-1$ .

- 10 Die Formeln (I) und (II) basieren auf folgenden Konventionen:

- N Länge der Kanalstoss-Antwort;
- M Länge des Feedforward -Filters;
- $h_i^R$  Realteil der Kanalstoss-Antwort,  $1 \leq i \leq N$
- $h_i^I$  Imaginärteil der Kanalstoss-Antwort,  $1 \leq i \leq N$
- 15  $f_i^R$  Realteil der Filterkoeffizienten des Feedforward-Teils des DFE,  $1 \leq i \leq M$
- $f_i^I$  Imaginärteil der Filterkoeffizienten des Feedforward-Teils des DFE,  $1 \leq i \leq M$
- $g_i^R$  Realteil der Filterkoeffizienten des Feedback-Teils des DFE,  $1 \leq i \leq N-1$
- $\sigma^2$  Rauschleistung am Eingang des DFE (Realteil und Imaginärteil der Rauschleistung kombiniert). Sofern dieser Wert nicht bekannt ist, kann er auf eine Konstante
- 20 gesetzt werden, ohne daß die Performance wesentlich vermindert wird.

Meistens ist  $M = N$ . Es hat keinen Vorteil,  $N < M$  zu haben. Falls  $N > M$  kann die Komplexität zu Lasten der Performance reduziert werden. Die erfindungsgemäße

Berechnung liefert aber trotzdem die optimalen Filterkoeffizienten bezogen auf den mittleren quadratischen Fehler.

Die Länge des Feedback-Filters ist gleich lang oder um eins weniger lang als die Länge der Kanalstoss-Antwort (d. h.  $N-1$ ). Würde die Länge größer gewählt, würden die Koeffizienten der zusätzlichen Taps alle 0 sein. Eine geringere Länge würde zu einer Intersymbol-Interferenz führen am Eingang des Entscheiders. Weil das Hinzufügen von Taps zum Feedback Filter die Gesamtkomplexität nicht wesentlich erhöht, wird in der Regel die volle Länge verwendet.

Die Koeffizienten des Feedback-Filters haben keinen Imaginärteil. Dies deshalb, weil der Input zum Feedback-Filter realwertig ist und sein Output ebenfalls. (Der Imaginärteil des Inputs des Entscheiders wird nicht berücksichtigt.)

Die erfindungsgemäße Berechnung der Filterkoeffizienten ist für unterschiedliche Anwendungen geeignet. Im folgenden wird gezeigt, wie die Performance eines HIPERLAN-Empfängers verbessert werden kann. Dabei wird die bekannte komplexwertige MMSE-Methode der erfindungsgemäßen realwertigen MMSE-Methode gegenübergestellt. Ferner wird vorausgesetzt, daß die Empfänger eine 3-Antennen-Selection-Diversity durchführen. Simulationen der entsprechenden Empfänger ermöglichen eine Abschätzung der Paket-Fehlerrate.

Es wird angenommen, daß im Empfänger der Parameter  $\sigma^2$  10 dB und der empfangenen Signalleistung liegt. Ferner wird von Funkkanälen ausgegangen mit einem Delay Spread von 45 ns bzw. 75 ns. Der DFE hat 8 Feedforward-Taps und 7 Feedback-Taps.

Die in Fig. 3 dargestellten Resultate zeigen eine signifikante Verbesserung beider Anwendungen der erfindungsgemäßen Berechnungsmethode. Die Fehlerrate ist höher für große Delay Spreads (75 ns). Fehlerraten unterhalb der Meßbarkeitsschwelle wurden bei 20 dB Signal-zu-Rauschen und 45 ns Delay Spread festgestellt.

Der Effekt der erfindungsgemäßen Methode läßt sich anhand der Figuren 4a bis 4c veranschaulichen. Wird als Modulationsverfahren QPSK verwendet, gibt der Entscheider einen der vier komplexen Werte  $1 + j$ ,  $1 - j$ ,  $-1 + j$ ,  $-1 - j$  aus in Abhängigkeit davon, welcher davon dem Eingangswert des Entscheiders am nächsten kommt. Der Eingangswert ist  
5 verzerrt durch das Rauschen und die nicht eliminierte Rest-Intersymbol-Interferenz. Dies ist in den Figuren 4a-c durch die wolkenartigen Verteilungen ausgedrückt.

Die Minimierung des komplexen quadratischen Fehlers führt zu einer kreisscheibenförmigen Verteilung um jeden Konstellationspunkt, wie sie in den Figuren 4a und 4b gezeigt ist. Im Gegensatz dazu führt die erfindungsgemäße Minimierung des  
10 Realteils des quadratischen Fehlers zu einer ovalen quasi gequetschen Verteilung (Fig. 4c). In der komplexen Ebene betrachtet ist der Mittelwert des (komplexwertigen) quadratischen Fehlers größer als beim Stand der Technik (Fig. 4a, b). Der Fehler ist aber in die imaginäre Achse verlagert. In der realen Achse ist er kleiner als beim Stand der Technik. Nachdem der Output des Entscheiders aber nur realwertig sein kann, spielt der  
15 erhöhte Fehler in der imaginären Achse keine Rolle.

Fig. 5 zeigt, wie die Erfindung in einem BPSK-Empfänger integriert ist. Die Daten 1 werden in einem Sender von einem BPSK-Modulator 2 einer Trägerschwingung aufmoduliert. In einem Empfänger sorgt ein Demodulator 3 für die Konvertierung des Empfangssignals in das Frequenz-Basisband und für die entsprechende Filterung. Danach wird das Signal mit  
20 der Symbolrate abgetastet (Abtaster 4). Der Ausgang des Abtasters wird einerseits vom Kanalschätzer 5 und andererseits vom DFE 7 verarbeitet. Die Berechnung der Koeffizienten gemäß der Erfindung findet im Koeffizientenrechner 6 statt. Am Ausgang des DFE 7 liegen die übertragenen Daten 8 vor. Die Struktur des Empfängers ist an sich bekannt. Neu ist die weiter oben beschriebene Art und Weise, wie die Koeffizienten im  
25 Koeffizientenrechner 6 ermittelt werden.

Grundsätzlich kann die Erfindung auch für ein QPSK-Verfahren verwendet werden (wobei die Modulatoren/Demodulatoren entsprechend auszuführen sind). Im Unterschied zum BPSK-Empfänger muß dann der DFE in jedem Fall mit komplexen Zahlen arbeiten.

Das allgemeine Schema eines GMSK-Übertragungsverfahrens ist in Fig. 6 gezeigt. Die Daten 9 werden senderseitig in einem Precoder 10 in bekannter Weise precodiert und mit einem GMSK-Modulator 11 einer Trägerschwingung aufmoduliert. In einem Empfänger sorgt ein Demodulator 12 für die Konvertierung des Empfangssignals in das Frequenz-Basisband und für die entsprechende Filterung. Danach wird das Signal mit der Symbolrate abgetastet (Abtaster 13). Der Ausgang des Abtasters wird mit einem Phasenfaktor  $j^i$  multipliziert (Phasenschieber 14, Multiplizierer 15) und danach einerseits vom Kanalschätzer 16 und andererseits vom DFE 18 verarbeitet. Die Berechnung der Koeffizienten gemäß der Erfindung findet im Koeffizientenrechner 17 statt. Am Ausgang des DFE 18 liegen die übertragenen Daten 19 vor. Auch hier ist die Struktur des Empfängers an sich bekannt. Neu ist die Art und Weise, wie die Koeffizienten im Koeffizientenrechner 6 ermittelt werden.

Im folgenden soll erläutert werden, wie die Erfindung für GMSK und OQPSK-Modulationsverfahren eingesetzt werden kann, welche auf den ersten Blick eine zweidimensionale Signalkonstellation zu haben scheinen.

Für einen binären Bitstrom mit den Symbolen  $b_k \in [-1, +1]$ ,  $k = \dots -1, 0, 1, 2, \dots$ , kann das GMSK-modulierte Signal in der komplexen Basisband-Darstellung bekanntlich wie folgt angegeben werden:

$$(III) \quad s_o(t) = A \exp \left[ \frac{j\pi}{2} \sum_k b_k \int_{-\infty}^{t-kT} g(\tau) d\tau + \phi_o \right]$$

A und  $\phi_o$  bezeichnen die Amplitude bzw. die anfängliche Trägerphase;  $g(\tau)$  ist der (Gauss'sche partial-response) Puls, welcher die Phasenmodulation definiert, und T die Symbol- bzw. Bit-Dauer.

In Abhängigkeit vom Puls  $g(\tau)$  kann das modulierte Signal gut durch das folgende lineare partial-response QAM-Signal angenähert werden:



$$(IV) \quad \tilde{s}_o(t) = A \exp(j\phi_o) \sum_k \alpha_k \tilde{g}(t - kT)$$

Dabei sind die Terme  $\alpha_k$  komplexwertige Daten-Symbole, welche nur von den Symbolen  $b_k$  abhängen und den Wertebereich  $[+1, -1, +j, -j]$  haben.  $\tilde{g}(t)$  ist eine partial-response Pulsformungsfunktion. Es gilt:

$$5 \quad (V) \quad \alpha_k = \exp\left(\frac{j\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^k b_n\right)$$

Es ist bekannt (Baier, A. et al., "Bit Synchronization and Timing sensitivity in Adaptive Viterbi Equalizers for Narrowband-TDMA Digital Mobile Radio Systems", IEEE 1988, CH 2622-9/8/0000-0377), daß die obige Approximation sehr gut sein kann für GMSK Modulation mit einem Zeit-Bandbreiten-Produkt von 0.3 wie bei GSM und HIPERLAN  
 10 eingesetzt.

Diese Approximation entspricht genau einer linearen QAM-Modulation mit Daten-Symbolen aus dem Wertebereich  $[+1, -1, +j, -j]$ . Die Summe

$$\sum_{n=-\infty}^k b_n$$

ist abwechselungsweise gerade und ungerade, so daß die übertragenen Symbole  $\alpha_k$   
 15 abwechselungsweise real und imaginär sind. Diese Modulation ist unter der Bezeichnung OQPSK (offset quadrature phase shift keying) bekannt. Der Übergang zwischen den Symbolen  $\alpha_k$  und  $b_k$  ist sehr einfach. Es sei darauf hingewiesen, daß der Übergang von  $\alpha_k$  nach  $b_k$  robust gegen Fehler ist, wohingegen dies für den umgekehrten Übergang nicht zutrifft. Ein einziger Fehler in der Sequenz  $b_k$  wird sehr viele (möglicherweise unendlich  
 20 viele) Fehler in der abgeleiteten Sequenz der Symbole  $\alpha_k$  zur Folge haben.

Im Empfänger müssen die übertragenen Symbole  $\alpha_k$  zurückgewonnen werden. Im Folgenden wird angenommen, daß dieselbe Rahmen-Synchronisation im Sender und im Empfänger zur Verfügung steht. Vom ersten Symbol  $\alpha_0$  ist bekannt, daß es realwertig ist (nämlich entweder +1 oder -1). Falls das erste Symbol imaginär ist, ist eine geringfügige

- 5 Anpassung des nachfolgenden Formalismus erforderlich. Das übertragene Signal ist  $\tilde{s}_0(t)$  und das Empfangssignal ist  $r(t)$ , welches eine Faltung mit der Kanalstoss-Antwort und den analogen Filtern des Empfängers darstellt:

$$(VI) \quad r(t) = A \sum_k \alpha_k h(t - kT)$$

wobei  $h(t)$  die Faltung des Übertragungssignals mit  $\tilde{g}(t)$ , der anfänglichen

- 10 Phasenverschiebung, der Kanalstoss-Antwort und der Stoßantwort der Gesamtheit der empfängerseitigen Filter ist.

Im Empfänger wird das komplexwertige Basisband-Signal entsprechend der Kanal-Symbol-Rate abgetastet, so daß ein zeitdiskretes Signal erzeugt wird. Dieses kann wie folgt geschrieben werden:

$$15 \quad (VII) \quad \hat{r}_i = A \sum_k \alpha_k h(iT + \lambda - kT)$$

Es wurde eine Abtastphase  $\lambda$  angenommen. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit kann  $\lambda=0$  gesetzt werden, weil eine Zeitverzögerung immer in der Kanalstoss-Antwort eingeschlossen sein kann.

Bevor das Signal dem DFE zugeführt wird, wird es mit der Phase  $j^i$  multipliziert:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_i &= j^{-i} A \sum_k a_k h(iT - kT) \\ \text{(VIII)} \quad \tilde{r}_i &= A \sum_k j^{-k} a_k j^{-(i-k)} h((i-k)T) \\ \tilde{r}_i &= \sum_k c_k h((i-k)T) \end{aligned}$$

$c_k$  ist die von  $a_k$  abgeleitete Daten-Sequenz. Zu beachten ist, daß die Phase  $j^{-i}$  nur die Werte  $[+1, -1, +j, -j]$  annehmen kann. Infolgedessen ist es sehr einfach, daß Empfangssignal mit dieser Phase zu multiplizieren (vgl. Multiplizierer 14 in Fig. 6).

$$5 \quad \text{(IX)} \quad c_k = j^{-k} \alpha_k = \exp\left(\frac{-jk\pi}{2}\right) \exp\left(\frac{j\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^k b_n\right) = \exp\left(\frac{j\pi}{2} \left(-k + \sum_{n=-\infty}^k b_n\right)\right) \in \begin{cases} \{-1, +1\} & \alpha_n \in \mathbb{R} \\ \{-j, +j\} & \alpha_n \in \mathbb{I} \end{cases}$$

Falls eine Rahmen-Synchronisation zur Verfügung steht, kann einer dieser Fälle vermieden werden. Es wird deshalb die zweite Möglichkeit ignoriert. Somit ist erkennbar, daß die empfängerseitig abgetasteten Signalwerte eine Faltung der ausschließlich realwertigen Datenfolge  $c_k$  mit einer bestimmten Funktion  $\tilde{h}(t)$  ist, welche

- 10
  - die Pulsformung der Modulation,
  - die Kanalstoss-Antwort,
  - die anfängliche Phase des Trägersignals,
  - den zeitlichen Offset der Abtastung und
  - die Rotation mit der Phase  $j^{-i}$  im Empfänger
- 15 enthält. Die Funktion kann beispielsweise mit Hilfe einer Trainingssequenz und einer Korrelationsberechnung im Empfänger ermittelt werden. Es ist diese Funktion, welche im Empfänger zur Berechnung der Filterkoeffizienten des DFE verwendet wird. Der DFE muß nur einen realwertigen Output erzeugen, weil die zugrundeliegenden Daten ausschließlich realwertig sind ( $c_k$ ). Schließlich können (in Kenntnis des Index  $k$ ) die ursprünglichen Daten-
- 20 Symbole  $\alpha_k$  ermittelt werden.

Wie weiter oben erwähnt, kann die GMSK-Modulation sehr gut durch die OQPSK-Modulation angenähert werden (vorausgesetzt das Zeit-Bandbreiten-Produkt ist bekannt und die Transformation des Datenstroms zwischen  $\alpha_k$  und  $b_k$  wird durchgeführt). In dieser Weise kann der erfindungsgemäße DFE auch für GMSK und OQPSK eingesetzt werden. Es ist nur eine zusätzliche aber einfache und robuste Transformation der Daten erforderlich. Wird im Sender vor der GMSK-Modulation eine Vorcodierung verwendet, kann eine zusätzliche Vereinfachung erreicht werden.

Bei einem ungünstigen Zeit-Bandbreiten-Produkt kann die erfindungsgemäße Entzerrung von GMSK zu einer geringfügig schlechteren Performance führen als bei OQPSK, weil GMSK trotz allem nach der Daten-Transformation nicht exakt linear ist. Ist das Zeit-Bandbreiten-Produkt allerdings in einer üblichen Größenordnung, können die Verschlechterungen vernachlässigt werden.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass mit der Erfindung bei den in der Praxis sehr stark verbreiteten eindimensionalen Modulationsverfahren und unter Einsatz der vorteilhaften DFB-Struktur eine Verbesserung der Entzerrung möglich ist. Die Auswertung im Feedback-Filter kann mit Realwerten (engl. real values) statt mit Komplexwerten (engl. complex values) erfolgen. Auch der Output des Feedforward-Filters braucht nur realwertig zu sein. Entsprechend brauchen in diesem Filter nur diejenigen Berechnungen durchgeführt zu werden, welche zum Realwert des Outputs beitragen. Erfindungsgemäße Empfänger können z. B. bei GSM-Telefonen oder schnurlosen DECT Telefongeräten oder bei der Datenkommunikation zwischen Computern auf der Basis von HIPERLAN eingesetzt werden.

### Patentansprüche

1. Verfahren zum Entzerren eines Empfangssignals in einem digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFE-Struktur (Decision Feedback Equalizer), wobei das Empfangssignal auf einer eindimensionalen oder in eine solche transformierbaren Signalkonstellation basiert, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten des DFE so festgelegt werden, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalkonstellation einer BPSK Modulation entspricht und daß die Koeffizienten des DFE wie folgt festgelegt sind:

$$(I) \quad h_{M+1-i}^R = \frac{\sigma^2}{2} f_i^R + \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^R - \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^I$$

$$- h_{M+1-i}^I = \frac{\sigma^2}{2} f_i^I - \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^R + \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^I$$

$$(II) \quad g_{i-M}^R = - \sum_{m=1}^M f_m^R h_{i+1-m}^R - f_m^I h_{i+1-m}^I$$

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalkonstellation einer GMSK oder einer OQPSK Modulation entspricht und daß die Abtastwerte im Empfänger mit einer Phase  $j^i$  gedreht werden, wobei  $i$  einen fortlaufenden Index des Abtastwertes bezeichnet.
4. Schaltungsanordnung mit einem DFE (Decision Feedback Equalizer) zum Entzerren eines Empfangssignals in einem digitalen Empfänger, wobei das Empfangssignal auf

einer eindimensionalen oder in eine solche transformierbaren Signalkonstellation basiert, dadurch gekennzeichnet, daß eine Schaltung zum Berechnen der Koeffizienten des DFE aufweist, derart daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimal ist.

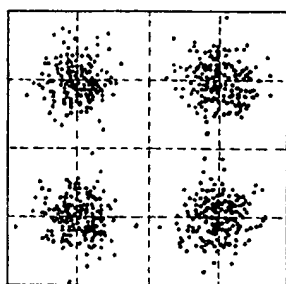


Fig. 4a

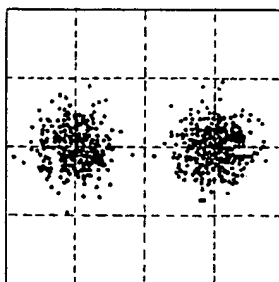


Fig. 4b

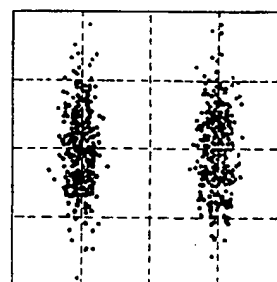


Fig. 4c

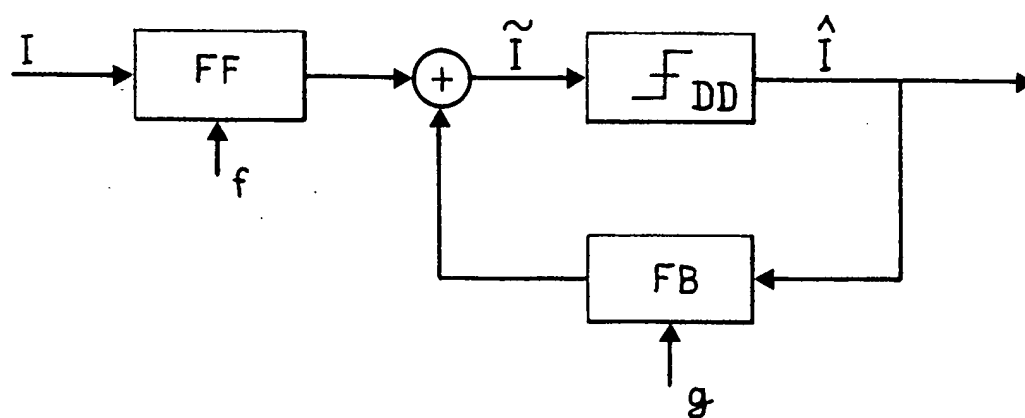


Fig. 1

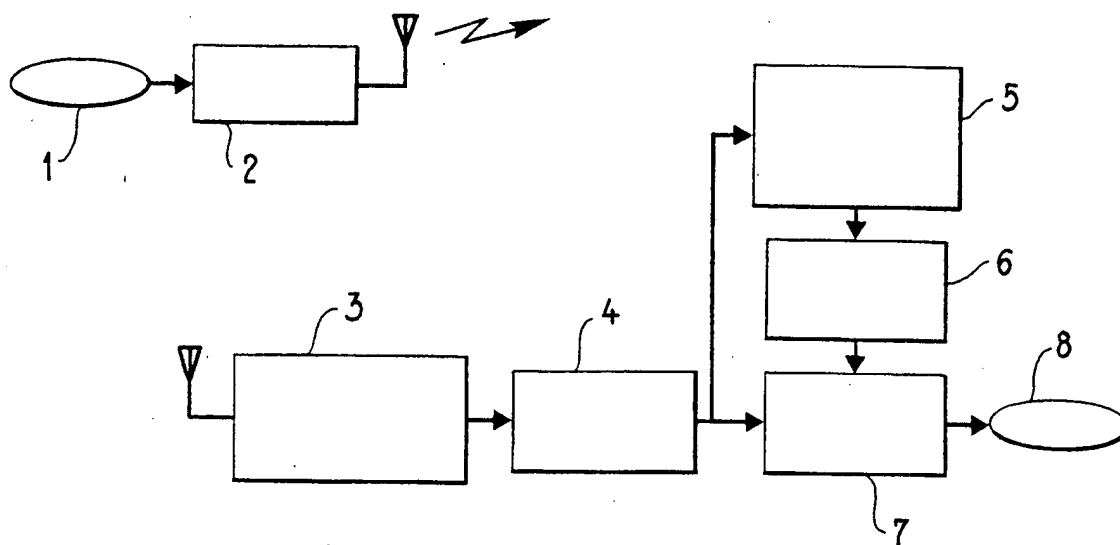


Fig.5

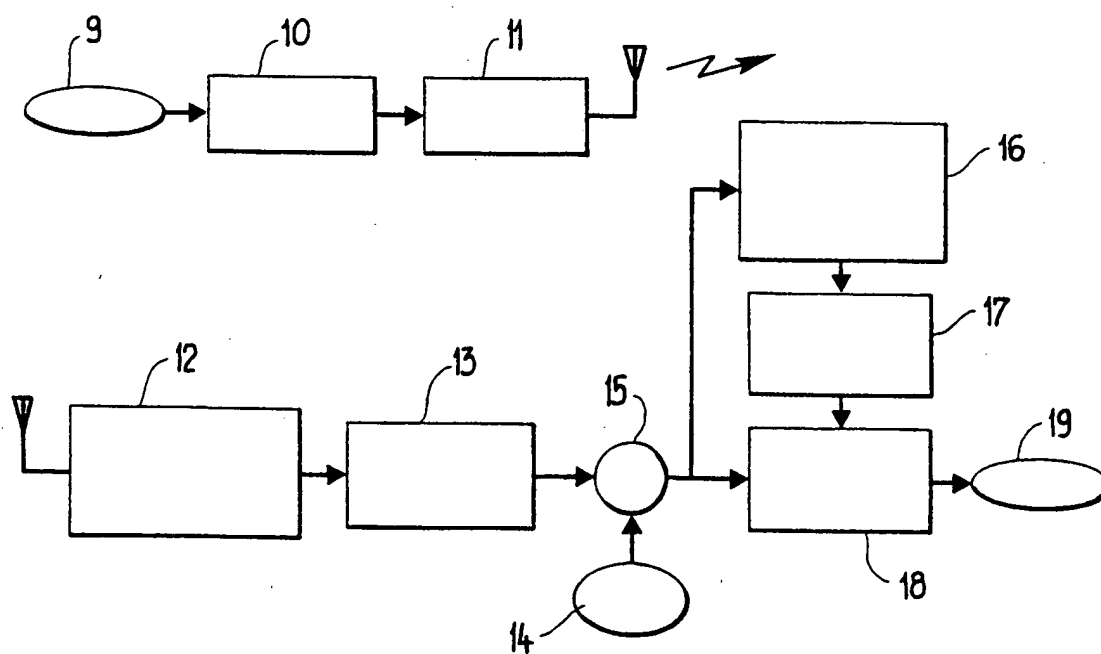


Fig.6



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/CH 99/00509

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 7 H04L25/03

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	TU: "Optimum MMSE equalization for staggered modulations" ASILOMAR CONFERENCE, 1 - 3 November 1993, pages 1401-1406, XP000438537 New York, US page 1401, right-hand column, paragraph 2 page 1403, left-hand column, paragraph 2 page 1404, left-hand column, paragraph 4 ---	1-4
A	WO 98 16021 A (STATISTICAL SIGNAL PROCESSING) 16 April 1998 (1998-04-16) page 21, line 7 - line 17 ---	1-4
A	EP 0 204 308 A (FUJITSU) 10 December 1986 (1986-12-10) column 25, line 27 -column 26, line 17 -----	1-4

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

### \* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

11 February 2000

Date of mailing of the international search report

21/02/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Scriven, P

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/CH 99/00509

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9816021 A	16-04-1998	AU 7439596 A	05-05-1998
		EP 0956650 A	17-11-1999
EP 0204308 A	10-12-1986	JP 1893309 C	26-12-1994
		JP 6014627 B	23-02-1994
		JP 61278219 A	09-12-1986
		AU 567637 B	26-11-1987
		AU 5824886 A	08-01-1987
		CA 1246260 A	06-12-1988
		DE 3689292 D	23-12-1993
		DE 3689292 T	03-03-1994
		US 4868850 A	19-09-1989

# INTERNATIONALER RESEARCHBERICHT

In nationales Aktenzeichen

PCT/CH 99/00509

A. KLASIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES  
IPK 7 H04L25/03

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 7 H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	TU: "Optimum MMSE equalization for staggered modulations" ASILOMAR CONFERENCE, 1. - 3. November 1993, Seiten 1401-1406, XP000438537 New York, US right column, paragraph Seite 1401, rechte Spalte, Absatz 2 Seite 1403, linke Spalte, Absatz 2 Seite 1404, linke Spalte, Absatz 4	1-4
A	WO 98 16021 A (STATISTICAL SIGNAL PROCESSING) 16. April 1998 (1998-04-16) Seite 21, Zeile 7 - Zeile 17 line	1-4
A	EP 0 204 308 A (FUJITSU) 10. Dezember 1986 (1986-12-10) Spalte 25, Zeile 27 - Spalte 26, Zeile 17	1-4

☐ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchebericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"Z" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

11. Februar 2000

Absenddatum des internationalen Rechercheberichts

21/02/2000

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Scriven, P

# INTERNATIONALE RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/CH 99/00509

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
WO 9816021 A	16-04-1998	AU 7439596 A	05-05-1998
		EP 0956650 A	17-11-1999
EP 0204308 A	10-12-1986	JP 1893309 C	26-12-1994
		JP 6014627 B	23-02-1994
		JP 61278219 A	09-12-1986
		AU 567637 B	26-11-1987
		AU 5824886 A	08-01-1987
		CA 1246260 A	06-12-1988
		DE 3689292 D	23-12-1993
		DE 3689292 T	03-03-1994
		US 4868850 A	19-09-1989

## VERFAHREN ZUM ENTZERREN, INSBESONDERE FÜR OFFSET-MODULATIONSARTEN

### Technisches Gebiet

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Entzerren eines Empfangssignals in einem  
5 digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFE-Struktur (Decision Feedback Equalizer), wobei das  
Empfangssignal auf einer eindimensionalen oder in eine solche transformierbaren  
Signalkonstellation basiert.

### **Stand der Technik**

- Übertragungskanäle, wie sie typischerweise bei GSM (Global System for Mobile Communication), HIPERLAN (High Performance Radio Local Area Network), DECT (Data Exchange for Cordless Telephone) etc. auftreten, sind charakterisiert durch die störenden
- 5 Wirkungen der Mehrweg-Ausbreitung.

Es ist bekannt, daß ein Decision Feedback Equalizer (DFE) dazu benutzt werden kann, um in einem digitalen Kommunikationssystem ein Signal zu entzerren, welches durch einen linearen frequenzselektiven Prozeß (wie es zum Beispiel die Mehrweg-Ausbreitung in einem Funkkanal ist) gestört worden ist.

- 10 Die Performance eines DFE hängt von der Qualität ab, mit welcher die Filterkoeffizienten im Feedforward- und im Feedback-Teil berechnet bzw. festgelegt werden. Bei unbekanntem Kanal werden die Koeffizienten typischerweise durch adaptives Training festgelegt. Ist die Stoßantwort (impulse response) des Kanals dagegen bekannt, dann können die optimalen Koeffizienten des DFE aus dieser abgeleitet werden.
- 15 Die Struktur eines DFE ist an sich sehr einfach und daher im Einsatz sehr beliebt. Nicht immer läßt sich aber die erwünschte Performance erreichen.

### **Darstellung der Erfindung**

- Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, welches mit möglichst geringem Rechenaufwand auf der Basis der bekannten bzw. vorher
- 20 geschätzten Kanalstoß-Antwort die Bestimmung optimaler Koeffizienten ermöglicht, wobei gleichzeitig eine erhöhte Performance gegenüber dem bekannten DFE gemäß Stand der Technik erzielt wird.

Die Lösung der Aufgabe ist durch die Merkmale des Anspruchs 1 definiert. Gemäss der Erfindung sind die Koeffizienten des DFE so festgelegt, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers minimiert wird.

Im Unterschied zum Stand der Technik wird also nicht der an sich komplexwertige Fehler als Optimierungsgrundlage verwendet. Vielmehr wird die Berechnung auf den Realwert beschränkt. Die Filterkoeffizienten des Feedback-Filters sind nicht komplexwertig, nur diejenigen des Feedforward-Filters sind es im allgemeinen. Der springende Punkt liegt nun darin, daß auf diese im Prinzip einfache Weise eine Verbesserung der Performance der DFE-Struktur möglich wird, wobei sogar der Rechenaufwand gegenüber dem Stand der Technik reduziert sein kann.

Im Fall eines binären BPSK-Signals werden die Koeffizienten vorzugsweise gemäß den weiter unten angegebenen Formeln (I) und (II) berechnet.

Die Erfindung eignet sich nicht nur für BPSK-Signale (BPSI = Binary Phase Shift Keying), sondern auch für GMSK- und OQPSK-Modulationsverfahren (GMSK = Gaussian Minimum Shift Keying, OQPSK = Offset Quadrature Phase Shift Keying). Als eindimensionale Modulationsverfahren sind also auch solche zu betrachten, welche zwar eine zweidimensionale Signalkonstellation aufweisen, aber (mit einer geeigneten Transformation) in eine (zumindest annäherungsweise) äquivalente eindimensionale Darstellung übergeführt werden können.

Die schaltungsmäßige Umsetzung des erfindungsgemäßen Verfahrens bietet keine besonderen Schwierigkeiten. Typischerweise wird die Berechnung in einem Prozessor oder ASIC programmiert.

Die Erfindung eignet sich beispielsweise für ein HIPERLAN-System. (Eine besonders vorteilhafte System-Struktur ergibt sich z. B. aus der EP 0 795 976 A2, Ascom Tech AG). Der sogenannte European Telecommunications Standard (ETS) definiert die technischen Charakteristiken eines drahtlosen lokalen Hochleistungsnetzwerkes (HIPERLAN). HIPERLAN ist ein kurzreichweitiges Kommunikationssystem mit hoher Datenrate (vgl.

dazu ETSI 1995, ETS 300 652, UDC: 621 396). Der ETS-HIPERLAN-Standard ist für das Frequenzband 5.15 bis 5.30 GHz vorgesehen.

Aus der nachfolgenden Detailbeschreibung und der Gesamtheit der Patentansprüche ergeben sich weitere vorteilhafte Ausführungsformen und Merkmalskombinationen der  
5 Erfindung.

### **Kurze Beschreibung der Zeichnungen**

Die zur Erläuterung des Ausführungsbeispiels verwendeten Zeichnungen zeigen:

- Fig. 1            eine schematische Darstellung eines DFE;
- Fig. 2            eine schematische Darstellung eines Ausführungsbeispiels;
- 10 Fig. 3            eine Darstellung der Performance des erfindungsgemäßen Verfahrens im Vergleich zum Stand der Technik.
- Fig. 4a-c        eine Gegenüberstellung des Fehlerverhaltens beim Stand der Technik und bei der Erfindung;
- Fig. 5            eine schematische Darstellung eines BPSK -Empfängers;
- 15 Fig. 6            eine schematische Darstellung eines GMSK-Empfängers.

### **Wege zur Ausführung der Erfindung**

Im folgenden soll das Prinzip der Erfindung anhand eines Vergleichs mit dem Stand der Technik zum Ausdruck gebracht werden.



- Fig. 1 zeigt die an sich bekannte Block-Struktur eines DFE. Das vom Träger heruntermodulierte Empfangssignal  $I$  wird in ein Feedforward Filter FF des DFE gegeben. Danach wird es mit dem vom Entscheider DD (Decision Device) über das Feedback Filter FB zurückgeführte geschätzte Signal  $\hat{I}$  kombiniert (Addierer). Am Eingang des
- 5 Entscheiders DD liegt somit das Signal  $\tilde{I}$  an. Gemäß dem Stand der Technik werden die Koeffizienten  $f$  und  $g$  (welche im vorliegenden Fall als Vektoren mit mehreren Koeffizienten-Komponenten verstanden werden) wie folgt berechnet:

$$\min_{f,g} E\left\{\left|\tilde{I} - \hat{I}\right|^2\right\} \quad (A)$$

Im Gegensatz dazu führt die Erfindung folgende Optimierung durch:

$$10 \quad \min_{f,g} E\left\{\left(\operatorname{Re}(\tilde{I} - \hat{I})\right)^2\right\} \quad (B)$$

Der Unterschied zum Stand der Technik besteht somit in der Art der Berechnung der Filterkoeffizienten. Die sonstige Struktur des DFE wird unverändert beibehalten. Dies wird nachfolgend an Hand von Ausführungsbeispielen im Detail erläutert.

- Fig. 2 zeigt ein konkretes Beispiel eines DFE. Das von ihm verarbeitete Signal wird - wie bei
- 15 modernen kohärenten digitalen Empfängern üblich - durch komplexe Zahlen dargestellt. Der Realteil steht dabei für die Inphasen-Komponente und der Imaginärteil für die Quadratur-Komponente. Der in Fig. 2 gezeigte DFE hat - nach dem allgemein gängigen Verständnis - komplexwertige Koeffizienten und komplexwertige Daten.

- Wird allein der Realwert des Fehlers nach dem MMSE-Kriterium optimiert (MMSE =
- 20 Minimum Mean Square Error), dann sind die Feedforward-Filterkoeffizienten durch das folgende Gleichungssystem gegeben:

$$(I) \quad h_{M+1-i}^R = \frac{\sigma^2}{2} f_i^R + \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^R - \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^I$$

$$-h'_{M+1-i} = \frac{\sigma^2}{2} f_i^I - \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h'_{n+1-i} h_{n+1-m}^R + \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h'_{n+1-i} h_{n+1-m}^I$$

- Dies sind  $2M$  realwertige Gleichungen ( $1 \leq i \leq M$ ). Koeffizienten, deren Indizes zu groß oder zu klein sind sind dabei als 0 anzunehmen. Die Indizes laufen von 1 nach  $L$  für Vektoren der Länge  $L$ . Die Werte der Filterkoeffizienten können mit an sich bekannten Methoden zur
- 5 Lösung linearer Gleichungssysteme gewonnen werden. Es erübrigt sich, auf diese Standard-Methoden näher einzugehen.

Die Feedback-Filterkoeffizienten sind durch die folgenden Gleichungen bestimmt:

$$(II) \quad g_{i-M}^R = -\sum_{m=1}^M f_m^R h_{i+1-m}^R - f_m^I h_{i+1-m}^I$$

Dies sind  $N-1$  Gleichungen, weil  $M+1 \leq i \leq M+N-1$ .

- 10 Die Formeln (I) und (II) basieren auf folgenden Konventionen:

- |            |   |
|------------|---|
| N          | Länge der Kanalstoss-Antwort;   |
| M          | Länge des Feedforward -Filters;   |
| $h_i^R$    | Realteil der Kanalstoss-Antwort, $1 \leq i \leq N$  |
| $h_i^I$    | Imaginärteil der Kanalstoss-Antwort, $1 \leq i \leq N$  |
| 15 $f_i^R$ | Realteil der Filterkoeffizienten des Feedforward-Teils des DFE, $1 \leq i \leq M$   |
| $f_i^I$    | Imaginärteil der Filterkoeffizienten des Feedforward-Teils des DFE, $1 \leq i \leq M$   |
| $g_i^R$    | Realteil der Filterkoeffizienten des Feedback-Teils des DFE, $1 \leq i \leq N-1$  |
| $\sigma^2$ | Rauschleistung am Eingang des DFE (Realteil und Imaginärteil der Rauschleistung kombiniert). Sofern dieser Wert nicht bekannt ist, kann er auf eine Konstante |
| 20         | gesetzt werden, ohne daß die Performance wesentlich vermindert wird.  |

Meistens ist  $M = N$ . Es hat keinen Vorteil,  $N < M$  zu haben. Falls  $N > M$  kann die Komplexität zu Lasten der Performance reduziert werden. Die erfindungsgemäße

Berechnung liefert aber trotzdem die optimalen Filterkoeffizienten bezogen auf den mittleren quadratischen Fehler.

Die Länge des Feedback-Filters ist gleich lang oder um eins weniger lang als die Länge der Kanalstoss-Antwort (d. h.  $N-1$ ). Würde die Länge größer gewählt, würden die Koeffizienten der zusätzlichen Taps alle 0 sein. Eine geringere Länge würde zu einer Intersymbol-Interferenz führen am Eingang des Entscheiders. Weil das Hinzufügen von Taps zum Feedback Filter die Gesamtkomplexität nicht wesentlich erhöht, wird in der Regel die volle Länge verwendet.

Die Koeffizienten des Feedback-Filters haben keinen Imaginärteil. Dies deshalb, weil der Input zum Feedback-Filter realwertig ist und sein Output ebenfalls. (Der Imaginärteil des Inputs des Entscheiders wird nicht berücksichtigt.)

Die erfindungsgemäße Berechnung der Filterkoeffizienten ist für unterschiedliche Anwendungen geeignet. Im folgenden wird gezeigt, wie die Performance eines HIPERLAN-Empfängers verbessert werden kann. Dabei wird die bekannte komplexwertige MMSE-Methode der erfindungsgemäßen realwertigen MMSE-Methode gegenübergestellt. Ferner wird vorausgesetzt, daß die Empfänger eine 3-Antennen-Selection-Diversity durchführen. Simulationen der entsprechenden Empfänger ermöglichen eine Abschätzung der Paket-Fehlerrate.

Es wird angenommen, daß im Empfänger der Parameter  $\sigma^2$  10 dB und der empfangenen Signalleistung liegt. Ferner wird von Funkkanälen ausgegangen mit einem Delay Spread von 45 ns bzw. 75 ns. Der DFE hat 8 Feedforward-Taps und 7 Feedback-Taps.

Die in Fig. 3 dargestellten Resultate zeigen eine signifikante Verbesserung beider Anwendungen der erfindungsgemäßen Berechnungsmethode. Die Fehlerrate ist höher für große Delay Spreads (75 ns). Fehlerraten unterhalb der Meßbarkeitsschwelle wurden bei 20 dB Signal-zu-Rauschen und 45 ns Delay Spread festgestellt.

Der Effekt der erfindungsgemäßen Methode läßt sich anhand der Figuren 4a bis 4c veranschaulichen. Wird als Modulationsverfahren QPSK verwendet, gibt der Entscheider einen der vier komplexen Werte  $1 + j$ ,  $1 - j$ ,  $-1 + j$ ,  $-1 - j$  aus in Abhängigkeit davon, welcher davon dem Eingangswert des Entscheiders am nächsten kommt. Der Eingangswert ist  
5 verzerrt durch das Rauschen und die nicht eliminierte Rest-Intersymbol-Interferenz. Dies ist in den Figuren 4a-c durch die wolkenartigen Verteilungen ausgedrückt.

Die Minimierung des komplexen quadratischen Fehlers führt zu einer kreisscheibenförmigen Verteilung um jeden Konstellationspunkt, wie sie in den Figuren 4a und 4b gezeigt ist. Im Gegensatz dazu führt die erfindungsgemäße Minimierung des  
10 Realteils des quadratischen Fehlers zu einer ovalen quasi gequetschten Verteilung (Fig. 4c). In der komplexen Ebene betrachtet ist der Mittelwert des (komplexwertigen) quadratischen Fehlers größer als beim Stand der Technik (Fig. 4a, b). Der Fehler ist aber in die imaginäre Achse verlagert. In der realen Achse ist er kleiner als beim Stand der Technik. Nachdem der Output des Entscheiders aber nur realwertig sein kann, spielt der  
15 erhöhte Fehler in der imaginären Achse keine Rolle.

Fig. 5 zeigt, wie die Erfindung in einem BPSK-Empfänger integriert ist. Die Daten 1 werden in einem Sender von einem BPSK-Modulator 2 einer Trägerschwingung aufmoduliert. In einem Empfänger sorgt ein Demodulator 3 für die Konvertierung des Empfangssignals in das Frequenz-Basisband und für die entsprechende Filterung. Danach wird das Signal mit  
20 der Symbolrate abgetastet (Abtaster 4). Der Ausgang des Abtasters wird einerseits vom Kanalschätzer 5 und andererseits vom DFE 7 verarbeitet. Die Berechnung der Koeffizienten gemäß der Erfindung findet im Koeffizientenrechner 6 statt. Am Ausgang des DFE 7 liegen die übertragenen Daten 8 vor. Die Struktur des Empfängers ist an sich bekannt. Neu ist die weiter oben beschriebene Art und Weise, wie die Koeffizienten im  
25 Koeffizientenrechner 6 ermittelt werden.

Grundsätzlich kann die Erfindung auch für ein QPSK-Verfahren verwendet werden (wobei die Modulatoren/Demodulatoren entsprechend auszuführen sind). Im Unterschied zum BPSK-Empfänger muß dann der DFE in jedem Fall mit komplexen Zahlen arbeiten.

Das allgemeine Schema eines GMSK-Übertragungsverfahrens ist in Fig. 6 gezeigt. Die Daten 9 werden senderseitig in einem Precoder 10 in bekannter Weise precodiert und mit einem GMSK-Modulator 11 einer Trägerschwingung aufmoduliert. In einem Empfänger sorgt ein Demodulator 12 für die Konvertierung des Empfangssignals in das Frequenz-  
 5 Basisband und für die entsprechende Filterung. Danach wird das Signal mit der Symbolrate abgetastet (Abtaster 13). Der Ausgang des Abtasters wird mit einem Phasenfaktor  $j^i$  multipliziert (Phasenschieber 14, Multiplizierer 15) und danach einerseits vom Kanalschätzer 16 und andererseits vom DFE 18 verarbeitet. Die Berechnung der Koeffizienten gemäß der Erfindung findet im Koeffizientenrechner 17 statt. Am Ausgang  
 10 des DFE 18 liegen die übertragenen Daten 19 vor. Auch hier ist die Struktur des Empfängers an sich bekannt. Neu ist die Art und Weise, wie die Koeffizienten im Koeffizientenrechner 6 ermittelt werden.

Im folgenden soll erläutert werden, wie die Erfindung für GMSK und OQPSK-Modulationsverfahren eingesetzt werden kann, welche auf den ersten Blick eine  
 15 zweidimensionale Signalkonstellation zu haben scheinen.

Für einen binären Bitstrom mit den Symbolen  $b_k \in [-1, +1]$ ,  $k = \dots -1, 0, 1, 2, \dots$ , kann das GMSK-modulierte Signal in der komplexen Basisband-Darstellung bekanntlich wie folgt angegeben werden:

$$(III) \quad s_o(t) = A \exp \left[ \frac{j\pi}{2} \sum_k b_k \int_{-\infty}^{t-kT} g(\tau) d\tau + \phi_o \right]$$

20 A und  $\phi_o$  bezeichnen die Amplitude bzw. die anfängliche Trägerphase;  $g(\tau)$  ist der (Gauss'sche partial-response) Puls, welcher die Phasenmodulation definiert, und T die Symbol- bzw. Bit- Dauer.

In Abhängigkeit vom Puls  $g(\tau)$  kann das modulierte Signal gut durch das folgende lineare partial-response QAM-Signal angenähert werden:

$$(IV) \quad \tilde{s}_o(t) = A \exp(j\phi_o) \sum_k \alpha_k \tilde{g}(t - kT)$$

Dabei sind die Terme  $\alpha_k$  komplexwertige Daten-Symbole, welche nur von den Symbolen  $b_k$  abhängen und den Wertebereich  $[+1, -1, +j, -j]$  haben.  $\tilde{g}(t)$  ist eine partial-response Pulsformungsfunktion. Es gilt:

$$5 \quad (V) \quad \alpha_k = \exp\left(\frac{j\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^k b_n\right)$$

Es ist bekannt (Baier, A. et al., "Bit Synchronization and Timing sensitivity in Adaptive Viterbi Equalizers for Narrowband-TDMA Digital Mobile Radio Systems", IEEE 1988, CH 2622-9/8/0000-0377), daß die obige Approximation sehr gut sein kann für GMSK Modulation mit einem Zeit-Bandbreiten-Produkt von 0.3 wie bei GSM und HIPERLAN  
 10 eingesetzt.

Diese Approximation entspricht genau einer linearen QAM-Modulation mit Daten-Symbolen aus dem Wertebereich  $[+1, -1, +j, -j]$ . Die Summe

$$\sum_{n=-\infty}^k b_n$$

ist abwechselungsweise gerade und ungerade, so daß die übertragenen Symbole  $\alpha_k$   
 15 abwechselungsweise real und imaginär sind. Diese Modulation ist unter der Bezeichnung OQPSK (offset quadrature phase shift keying) bekannt. Der Übergang zwischen den Symbolen  $\alpha_k$  und  $b_k$  ist sehr einfach. Es sei darauf hingewiesen, daß der Übergang von  $\alpha_k$  nach  $b_k$  robust gegen Fehler ist, wohingegen dies für den umgekehrten Übergang nicht zutrifft. Ein einziger Fehler in der Sequenz  $b_k$  wird sehr viele (möglicherweise unendlich  
 20 viele) Fehler in der abgeleiteten Sequenz der Symbole  $\alpha_k$  zur Folge haben.

- Im Empfänger müssen die übertragenen Symbole  $\alpha_k$  zurückgewonnen werden. Im Folgenden wird angenommen, daß dieselbe Rahmen-Synchronisation im Sender und im Empfänger zur Verfügung steht. Vom ersten Symbol  $\alpha_0$  ist bekannt, daß es realwertig ist (nämlich entweder +1 oder -1). Falls das erste Symbol imaginär ist, ist eine geringfügige
- 5 Anpassung des nachfolgenden Formalismus erforderlich. Das übertragene Signal ist  $\tilde{s}_0(t)$  und das Empfangssignal ist  $r(t)$ , welches eine Faltung mit der Kanalstoss-Antwort und den analogen Filtern des Empfängers darstellt:

$$(VI) \quad r(t) = A \sum_k \alpha_k h(t - kT)$$

- wobei  $h(t)$  die Faltung des Übertragungssignals mit  $\tilde{g}(t)$ , der anfänglichen
- 10 Phasenverschiebung, der Kanalstoss-Antwort und der Stoßantwort der Gesamtheit der empfängerseitigen Filter ist.

Im Empfänger wird das komplexwertige Basisband-Signal entsprechend der Kanal-Symbol-Rate abgetastet, so daß ein zeitdiskretes Signal erzeugt wird. Dieses kann wie folgt geschrieben werden:

$$15 \quad (VII) \quad \hat{r}_i = A \sum_k \alpha_k h(iT + \lambda - kT)$$

Es wurde eine Abtastphase  $\lambda$  angenommen. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit kann  $\lambda=0$  gesetzt werden, weil eine Zeitverzögerung immer in der Kanalstoss-Antwort eingeschlossen sein kann.

Bevor das Signal dem DFE zugeführt wird, wird es mit der Phase  $j^i$  multipliziert:

$$\begin{aligned}\tilde{r}_i &= j^{-i} A \sum_k a_k h(iT - kT) \\ \text{(VIII)} \quad \tilde{r}_i &= A \sum_k j^{-k} a_k j^{-(i-k)} h((i-k)T) \\ \tilde{r}_i &= \sum_k c_k h((i-k)T)\end{aligned}$$

$c_k$  ist die von  $a_k$  abgeleitete Daten-Sequenz. Zu beachten ist, daß die Phase  $j^i$  nur die Werte  $[+1, -1, +j, -j]$  annehmen kann. Infolgedessen ist es sehr einfach, daß Empfangssignal mit dieser Phase zu multiplizieren (vgl. Multiplizierer 14 in Fig. 6).

$$5 \quad \text{(IX)} \quad c_k = j^{-k} \alpha_k = \exp\left(\frac{-jk\pi}{2}\right) \exp\left(\frac{j\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^k b_n\right) = \exp\left(\frac{j\pi}{2} \left(-k + \sum_{n=-\infty}^k b_n\right)\right) \in \left\{ \begin{matrix} \{-1, +1\} \\ \{-j, +j\} \end{matrix} \right\}_{\substack{\alpha_n \in \mathbb{R} \\ \alpha_n \in \mathbb{J}}}$$

Falls eine Rahmen-Synchronisation zur Verfügung steht, kann einer dieser Fälle vermieden werden. Es wird deshalb die zweite Möglichkeit ignoriert. Somit ist erkennbar, daß die empfängerseitig abgetasteten Signalwerte eine Faltung der ausschließlich realwertigen Datenfolge  $c_k$  mit einer bestimmten Funktion  $\tilde{h}(t)$  ist, welche

- 10
  - die Pulsformung der Modulation,
  - die Kanalstoss-Antwort,
  - die anfängliche Phase des Trägersignals,
  - den zeitlichen Offset der Abtastung und
  - die Rotation mit der Phase  $j^i$  im Empfänger
- 15 enthält. Die Funktion kann beispielsweise mit Hilfe einer Trainingssequenz und einer Korrelationsberechnung im Empfänger ermittelt werden. Es ist diese Funktion, welche im Empfänger zur Berechnung der Filterkoeffizienten des DFE verwendet wird. Der DFE muß nur einen realwertigen Output erzeugen, weil die zugrundeliegenden Daten ausschließlich realwertig sind ( $c_k$ ). Schließlich können (in Kenntnis des Index  $k$ ) die ursprünglichen Daten-
- 20 Symbole  $\alpha_k$  ermittelt werden.



Wie weiter oben erwähnt, kann die GMSK-Modulation sehr gut durch die OQPSK-Modulation angenähert werden (vorausgesetzt das Zeit-Bandbreiten-Produkt ist bekannt und die Transformation des Datenstroms zwischen  $\alpha_k$  und  $b_k$  wird durchgeführt). In dieser Weise kann der erfindungsgemäße DFE auch für GMSK und OQPSK eingesetzt werden. Es  
5 ist nur eine zusätzliche aber einfache und robuste Transformation der Daten erforderlich. Wird im Sender vor der GMSK-Modulation eine Vorcodierung verwendet, kann eine zusätzliche Vereinfachung erreicht werden.

Bei einem ungünstigen Zeit-Bandbreiten-Produkt kann die erfindungsgemäße Entzerrung von GMSK zu einer geringfügig schlechteren Performance führen als bei OQPSK, weil  
10 GMSK trotz allem nach der Daten-Transformation nicht exakt linear ist. Ist das Zeit-Bandbreiten-Produkt allerdings in einer üblichen Größenordnung, können die Verschlechterungen vernachlässigt werden.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass mit der Erfindung bei den in der Praxis sehr stark verbreiteten eindimensionalen Modulationsverfahren und unter Einsatz der vorteilhaften  
15 DFB-Struktur eine Verbesserung der Entzerrung möglich ist. Die Auswertung im Feedback-Filter kann mit Realwerten (engl. real values) statt mit Komplexwerten (engl. complex values) erfolgen. Auch der Output des Feedforward-Filters braucht nur realwertig zu sein. Entsprechend brauchen in diesem Filter nur diejenigen Berechnungen durchgeführt zu werden, welche zum Realwert des Outputs beitragen. Erfindungsgemäße Empfänger  
20 können z. B. bei GSM-Telefonen oder schnurlosen DECT Telefongeräten oder bei der Datenkommunikation zwischen Computern auf der Basis von HIPERLAN eingesetzt werden.

### Patentansprüche

1. Verfahren zum Entzerren eines Empfangssignals in einem digitalen Empfänger mit Hilfe einer DFE-Struktur (Decision Feedback Equalizer), wobei das Empfangssignal auf einer eindimensionalen oder in eine solche transformierbaren Signalkonstellation basiert, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten des DFE so festgelegt werden, daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimiert wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalkonstellation einer BPSK Modulation entspricht und daß die Koeffizienten des DFE wie folgt festgelegt sind:

$$(I) \quad h_{M+1-i}^R = \frac{\sigma^2}{2} f_i^R + \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^R - \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^R h_{n+1-m}^I$$

$$-h_{M+1-i}^I = \frac{\sigma^2}{2} f_i^I - \sum_{m=1}^M f_m^R \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^R + \sum_{m=1}^M f_m^I \sum_{n=1}^M h_{n+1-i}^I h_{n+1-m}^I$$

$$(II) \quad g_{i-M}^R = -\sum_{m=1}^M f_m^R h_{i+1-m}^R - f_m^I h_{i+1-m}^I$$

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalkonstellation einer GMSK oder einer OQPSK Modulation entspricht und daß die Abtastwerte im Empfänger mit einer Phase  $j^{-i}$  gedreht werden, wobei  $i$  einen fortlaufenden Index des Abtastwertes bezeichnet.
4. Schaltungsanordnung mit einem DFE (Decision Feedback Equalizer) zum Entzerren eines Empfangssignals in einem digitalen Empfänger, wobei das Empfangssignal auf

einer eindimensionalen oder in eine solche transformierbaren Signalkonstellation basiert, dadurch gekennzeichnet, daß eine Schaltung zum Berechnen der Koeffizienten des DFE aufweist, derart daß der Erwartungswert des quadrierten Realteils des Fehlers des Empfangssignals minimal ist.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**